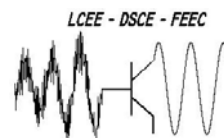




Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica
LCEE-DSCE-FEEC-UNICAMP



RETIFICADORES MONOFÁSICOS COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E COMUTAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA

Autor: Eduardo da Silva Martins

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, para preenchimento
dos pré-requisitos parciais para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.*

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin - FEIS/UNESP
Prof. Dr. Pedro Luis Dias Peres - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. José Antenor Pomilio - FEEC/UNICAMP

Campinas, 16 de abril de 2002.

*“The winners never quit and
the quitters never win”.*

Autor desconhecido

*“Dedico este trabalho a memória do meu
irmão, Marlons, minha sobrinha Giovana,
minhas mães, Neila e Izabel, e meu tio José.”*

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela saúde e paz necessárias à conclusão deste trabalho.

Aos meus amigos de Ilha Solteira, especialmente Renê, José Renato e Dean pelo companherismo e incentivo.

Aos amigos Edson, Ricardo, Fernando, Joanna, Luciana, André, Gustavo, Cibelle, Teresa, Geomar, Valmir, Márcio, Izabel e Karina, seja pelo apoio moral ou pelo apoio técnico, contribuíram para a concretização desta etapa.

Ao meu orientador José Antenor Pomilio pela orientação, oportunidade e confiança.

Aos pesquisadores da Universidade de Padova - Itália, Giorgio Spiazzi e Simone Buso, pelas idéias e sugestões.

À Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP pelo suporte financeiro.

Resumo

Este trabalho tem como objetivos os estudos, projetos e implementações de retificadores monofásicos que permitam atender às restrições impostas por normas que limitam a distorção harmônica da corrente absorvida da rede CA de baixa tensão. Tais retificadores empregam interruptores comandados, mas com comutação em baixa frequência. Tais topologias representam uma alternativa para aplicações de grande volume de produção industrial nas quais é necessária uma certa regulação da tensão de saída, sendo possível atender às limitações da norma com valores de elementos reativos inferiores àqueles usados em soluções passivas. Além disso, devido à operação em baixa frequência, as perdas de comutação se tornam desprezíveis e os valores das derivadas de tensões e correntes são muito inferiores aos dos circuitos comutados em alta frequência, minimizando a emissão de interferência eletromagnética. São estabelecidos procedimentos de projeto que permitem reduzir o volume dos elementos magnéticos do circuito, visando obter uma elevada densidade de potência. Desenvolve-se um modelo dinâmico linearizado que permite o projeto de controladores com técnicas clássicas de sistemas lineares. São implementados protótipos de 2 kW, obtendo-se resultados que são apresentados e que confirmam as expectativas teóricas.

Abstract

This work has as objectives the study, project and implementation of single-phase rectifiers that provide compliance with restrictions imposed by standards that limit the current harmonic distortion produced by an equipment connected to a low-voltage AC grid. These rectifiers use a line-frequency commutation technique. The topologies represent an interesting solution for large industry volume applications which need an output voltage regulation. They provide compliance with the standard using small reactive components as compared to conventional rectifiers with passive L-C filter. Moreover, being the switch turned on and off only twice per line period, the associated losses are very small and the voltage and current derivatives are lower as compared to high-frequency commutated rectifiers, thus reducing the high-frequency noise emission and EMI filter requirements. Design procedures are established permitting to reduce the volume of the magnetics elements, seeking a high power density. A linear dynamic model that allows the controller design is developed and 2 kW prototypes are implemented and tested. The obtained results confirm the theoretical analysis.

Sumário

| | |
|---|-----------|
| Agradecimentos | vii |
| Resumo | ix |
| Abstract | xi |
| Introdução Geral | xxvii |
| 1 Características Gerais dos Pré-Reguladores de Fator de Potência | 1 |
| 1.1 Introdução | 1 |
| 1.2 Desvantagens do Baixo Fator de Potência e da Alta Distorção da Corrente . | 2 |
| 1.3 Soluções Passivas | 4 |
| 1.4 Soluções Ativas | 6 |
| 1.5 Norma IEC 61000-3-2 | 8 |
| 1.5.1 Classificação dos Equipamentos | 8 |
| 2 Conversores Monofásicos CA/CC com Comutação em Baixa Frequência | 11 |
| 2.1 Pré-Regulador de FP Comutado em Baixa Frequência | 11 |
| 2.2 Modelamento Matemático | 13 |
| 2.3 Características do Circuito | 17 |
| 2.3.1 Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada | 17 |
| 2.3.2 Análise das Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada | 19 |
| 2.3.3 Análise do Volume do Indutor L | 22 |
| 2.3.4 Análise do FP , TDH , Fator de Deslocamento e Fator de Forma . . . | 23 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.3.5 | Cálculo do Capacitor C | 27 |
| 2.4 | Considerações | 29 |
| 3 | Outras Topologias | 31 |
| 3.1 | Introdução | 31 |
| 3.2 | Topologia 2 | 31 |
| 3.2.1 | Modelamento Matemático | 34 |
| 3.3 | Considerações de Projeto | 38 |
| 3.3.1 | Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada | 38 |
| 3.3.2 | Seleção de L_a | 40 |
| 3.3.3 | Seleção do Capacitor de Saída C | 41 |
| 3.4 | Variações Topológicas da Estrutura TOP2 | 42 |
| 3.4.1 | Topologia 3 (TOP3) | 42 |
| 3.4.2 | Topologia 4 (TOP4) | 44 |
| 3.4.3 | Topologia 5 (TOP5) | 45 |
| 3.4.4 | Topologia 6 (TOP6) | 46 |
| 3.4.5 | Comparação entre Algumas Topologias Analisadas | 47 |
| 3.5 | Considerações | 49 |
| 4 | Uma Nova Topologia de Retificador com Comutação em Baixa Frequência | 51 |
| 4.1 | Introdução | 51 |
| 4.1.1 | Princípios de Operação | 52 |
| 4.1.2 | Modelo Matemático | 57 |
| 4.2 | Características do Circuito | 64 |
| 4.2.1 | Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada | 64 |
| 4.2.2 | Potência Normalizada | 68 |
| 4.2.3 | Análise do FP , TDH , Fator de Deslocamento e Fator de Forma | 69 |
| 4.2.4 | Análise do Volume do Indutor L | 71 |
| 4.3 | Comparação entre Retificadores com Comutação em Alta ou em Baixa Frequência | 72 |
| 4.4 | Característica Estática | 78 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 4.5 | Projeto do Conversor | 80 |
| 4.5.1 | Regulação da Tensão de Saída | 81 |
| 4.5.2 | Concordância com a Norma IEC 61000-3-2 | 85 |
| 4.6 | Projeto da Estrutura de Controle | 90 |
| 4.6.1 | Modelamento Matemático | 90 |
| 4.7 | Projeto do Compensador PI | 94 |
| 4.7.1 | Discretização do Controlador | 96 |
| 5 | Simulações e Resultados Experimentais | 99 |
| 5.1 | Simulações | 99 |
| 5.1.1 | Resultados para o Método 1 | 99 |
| 5.1.2 | Resultados para o Método 2 | 103 |
| 5.2 | Resultados Experimentais | 106 |
| 5.2.1 | Resultados para o Método 1 | 106 |
| 5.2.2 | Resultados para o Método 2 | 113 |
| 5.3 | Considerações | 119 |
| 6 | Conclusão | 121 |
| A | Diagrama Elétrico | 129 |
| B | Indutores | 133 |
| C | Fluxograma e Programa | 135 |
| C.1 | Fluxograma | 136 |
| C.2 | Programa | 137 |

Lista de Figuras

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | (a) Retificador em ponte completa a diodos; (b) Distorção da tensão entre os pontos A e B devido às correntes distorcidas. [$L_s=200\mu H$, $C=1mF$, $R=50\Omega$ e $U_{ieficaz} = 230V$]. | 2 |
| 1.2 | Espectro da corrente de entrada i_i . [$f_{rede} = 50$ Hz]. | 3 |
| 1.3 | Filtro LC de saída. | 4 |
| 1.4 | Taxa de Distorção Harmônica da corrente, DFP e FP do retificador da figura 1.3 com a tensão de saída constante. Fonte: [20] Capítulo 5, página 94. . . . | 5 |
| 1.5 | Filtro LC de entrada sintonizado na terceira harmônica. | 6 |
| 1.6 | (a) Retificador tipo “Boost”; (b) Formas de onda da corrente e tensão de entrada. | 7 |
| 1.7 | (a) Circuito com interruptor controlado na frequência da rede; (b) Forma de onda da corrente de entrada i_i , para um semi-período de u_i | 8 |
| 2.1 | (a) Esquema básico de PFC com comutação em baixa frequência; (b) Formas de onda da corrente de entrada e o sinal de acionamento do interruptor S. . . | 12 |
| 2.2 | Modos de operação. | 13 |
| 2.3 | Modo de operação para os intervalos $0 \leq t \leq T_d$ e $T_f \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$ | 13 |
| 2.4 | Modo de operação para o intervalo $T_d \leq t \leq T_d + T_{on}$ | 14 |
| 2.5 | Modo de operação para o intervalo $T_d + T_{on} \leq t \leq T_f$ | 15 |
| 2.6 | (a) Corrente de entrada para $T_{on}=0,7$ ms, $T_d=1$ ms, $U_o=284$ V, $U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW e $L=3,7$ mH; (b) Corrente de entrada para $T_{on}=1,57$ ms, $T_d=1$ ms, $U_o=284$ V, $U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW e $L=25,5$ mH. | 18 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.7 | (a) Componentes harmônicas da forma de onda da figura 2.6(a); (b) Conteúdo harmônico da forma de onda da figura 2.6(b). | 18 |
| 2.8 | Comportamento de T_f para diferentes T_{on} . [$U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{iefficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW]. | 19 |
| 2.9 | Comportamento da terceira, quinta, sétima, nona, décima-primeira e décima-terceira harmônicas em função de T_{on} | 20 |
| 2.10 | Comportamento da indutância L . [$U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{iefficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW]. | 21 |
| 2.11 | Forma de onda (a) e espectro (b) da corrente de entrada i_i para a mínima indutância L | 21 |
| 2.12 | Valores de pico (a) e eficaz (b) da corrente através do indutor L para $U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{iefficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW. | 22 |
| 2.13 | Comportamento da equação (2.12) para o circuito da figura 2.1 operando com $U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{iefficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW, $k_R=0,5$, $B = 1,5T$ e $J = 3A/mm^2$ | 23 |
| 2.14 | Comportamento do FP (a), TDH (%) (b), Fator de Deslocamento (c) e Fator de Forma (d). | 26 |
| 2.15 | Formas de onda da corrente i_i e da tensão de saída u_o | 27 |
| 3.1 | Retificador TOP2 comutado em baixa frequência. | 32 |
| 3.2 | Principais formas de onda do retificador TOP2. | 33 |
| 3.3 | Subtopologias do conversor TOP2. a) Intervalo de descarga do capacitor C_a ($T_{on} + T_{off}$); b) Intervalo de ressonância $T_1 + T_2$ | 37 |
| 3.4 | Efeito da variação do capacitor C_a . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Espectro da corrente de entrada. [$U_{iefficaz}=230$ V, $P_o=900$ W, $L=6$ mH, $L_a=1$ mH, $U_{1N}=0,72$, $C_{\alpha=5} = 68\mu F$ ($T_{on} = 73\mu s$), $C_{\alpha=6} = 47\mu F$ ($T_{on} = 61\mu s$) e $C_{\alpha=7} = 35\mu F$ ($T_{on} = 52\mu s$)]. | 39 |
| 3.5 | Efeito da variação da tensão U_{1N} . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Espectro da corrente de entrada. [$U_{iefficaz}=230$ V, $P_o=900$ W, $L=6$ mH, $L_a=1$ mH, $C_{\alpha=6} = 47\mu F$, $T_{onU_{1N}=0,5} = 109\mu s$, $T_{onU_{1N}=0,6} = 87\mu s$ e $T_{onU_{1N}=0,7} = 65\mu s$]. | 40 |

| | | |
|------|--|----|
| 3.6 | Coeficiente K_{La} como função do valor do indutor auxiliar. a) $U_{1N}=0,5$; b) $U_{1N}=0,6$; c) $U_{1N}=0,7$. [$U_{eficaz}=230$ V, $P_o=900$ W]. | 41 |
| 3.7 | Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP3). | 44 |
| 3.8 | Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP4). | 45 |
| 3.9 | Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP5). | 46 |
| 3.10 | Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP6). | 47 |
| 4.1 | Esquema do retificador com filtro passivo $L-C_L$ e circuito auxiliar (TOP7). . . | 53 |
| 4.2 | Corrente de entrada i_i e tensão u_2 no semi-ciclo positivo. a) $U_{20} = 0$; b) $U_{20} > 0$ e $U_p \text{sen}(\theta_d) = U_{20}$ ($\theta_1 = \theta_d$); c) $U_{20} > 0$ e $U_p \text{sen}(\theta_d) < U_{20}$ ($\theta_1 > \theta_d$). | 56 |
| 4.3 | Subtopologia do conversor para o intervalo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ | 57 |
| 4.4 | Subtopologia do conversor para o intervalo $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$ | 60 |
| 4.5 | Efeito da variação das capacitâncias C_1 e C_2 . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Amplitudes das componentes espectrais da corrente de entrada. [$U_{eficaz} = 230$ V, $U_o=340$ V, $L=21,5$ mH e $P_o=1$ kW]. | 65 |
| 4.6 | (a) Formas de onda da tensão u_i , corrente i_i e a tensão sobre o capacitor C_2 ; (b) Espectro da corrente i_i e limite para os conversores classe A. [$U_{eficaz}=230$ V, $U_o=306,5$ V, $P_{in}=1$ kW, $L=3$ mH e $\alpha=5,8$]. | 66 |
| 4.7 | (a) Comportamento da tensão inicial U_{20} ; (b) Comportamento de θ_1 no plano $\alpha-\theta_{on}$. [$U_o=350$ V e $\theta_d=0$]. | 67 |
| 4.8 | Comportamentos dos ângulos: (a) θ_c e (b) θ_3 , no plano $\alpha-\theta_{on}$. [$U_i=220$ V $_{eficaz}$ e $U_o=350$ V]. | 67 |
| 4.9 | Potência de entrada normalizada. | 68 |
| 4.10 | (a) Comportamento da indutância L ; (b) Comportamento das capacitâncias C_1 e C_2 , no plano $\alpha - \theta_{on}$. [$U_i=220$ V $_{eficaz}$, $U_o=350$ V e $P_{in}=2$ kW]. | 69 |
| 4.11 | (a) Comportamento do FP , (b) TDH , (c) Fator de Deslocamento e (d) Fator de Forma (FF), no plano $\alpha - \theta_{on}$. [$U_o=350$ V, $U_i=220$ V $_{eficaz}$ e $P_{in}= 2$ kW]. . . | 70 |
| 4.12 | (a) Comportamento dos valores de pico da corrente de entrada; (b) Comportamento dos valores eficazes da corrente de entrada (i_i), para o circuito da figura 4.1 operando com: $U_i=220$ V $_{eficaz}$, $U_o=350$ V e $P_{in}=2$ kW. | 71 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.13 | Comportamento da equação (2.12) para o circuito da figura 4.1 operando com $U_o=350$ V, $U_i=220$ V _{eficaz} , $P_o=2$ kW, $k_R=0,5$, $B=1,5$ T e $J = 3A/mm^2$ | 72 |
| 4.14 | Comportamento das tensões U_o e U_{20} . (a) $U_i=220$ V _{eficaz} ; (b) $U_i=200$ V _{eficaz} . [$L=37,6$ mH ($\alpha=1,03$), $L=20$ mH ($\alpha=2,5$), $R_L = 61 \Omega$ e $t_d=0$]. | 79 |
| 4.15 | Comportamento das tensões U_o e U_{20} . (a) $U_i=220$ V _{eficaz} ; (b) $U_i=200$ V _{eficaz} . [$R_L=61 \Omega$ e $t_d=2$ ms]. | 80 |
| 4.16 | Comportamento das tensões U_o e U_{20} . [$R_L=78 \Omega$, $t_d=0$ ms e $U_i=220$ V _{eficaz}]. | 81 |
| 4.17 | (a) Potência de entrada normalizada P_{in} e (b) frequência de ressonância α , como uma função da taxa de conversão da tensão (M) no caso em que a corrente de entrada anula-se em $\theta_3 = \pi$ | 83 |
| 4.18 | a) Forma de onda da corrente de entrada para dois valores diferentes da tensão de entrada; b) Espectro da corrente de entrada para $U_i=230$ V _{eficaz} . [$P_{in}=2$ kW, $U_o=350$ V]. | 85 |
| 4.19 | Comportamento dos valores eficazes das parcelas harmônicas da corrente no plano $\theta_{on} - \alpha$. (a) Terceira; (b) Quinta; (c) Sétima. | 87 |
| 4.20 | Comportamento da indutância L . (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms. | 88 |
| 4.21 | Comportamento da terceira e quinta harmônicas. (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms. | 88 |
| 4.22 | Comportamento da capacitância de ressonância. (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms. | 89 |
| 4.23 | (a) Forma de onda da corrente i_i ; (b) Espectro da corrente i_i . [$L=17,2$ mH e $C_1 = C_2 = 45,4 \mu F$]. | 89 |
| 4.24 | (a) Forma de onda da corrente i_i ; (b) Espectro da corrente i_i . [$L=23,7$ mH e $C_1 = C_2 = 61,3 \mu F$]. | 90 |
| 4.25 | (a) Topologia TOP7 representada por um circuito de 4 terminais; (b) Estrutura interna do circuito. | 91 |
| 4.26 | Comportamento da admitância Y_c em função de d. O conversor opera com: (a) $L=37,6$ mH e $C_1 = C_2 = 127 \mu F$; (b) $L=23,7$ mH e $C_1 = C_2 = 61,3 \mu F$. . | 93 |

| | | |
|------|--|-----|
| 4.27 | Diagrama de blocos do sistema. | 94 |
| 4.28 | “Root-Locus” do sistema estudado. | 95 |
| 4.29 | Estrutura utilizada para ajuste do PI digital. | 98 |
| 4.30 | Comportamento do sinal $u(k)$ para U_{ref} igual a uma onda quadrada. | 98 |
| 5.1 | Topologia TOP7 com realimentação da tensão de saída. | 100 |
| 5.2 | Comparação entre os sinais de controle v_c gerados a partir do modelo estudado na seção (4.6.1) e simulação no PSpice. | 101 |
| 5.3 | Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da tensão u_i . (a) $U_{ieficaz_{nom}} - 20\%$; (b) $U_{ieficaz_{nom}} + 20\%$. [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice]. | 102 |
| 5.4 | (a) Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da corrente nominal na carga; (b) Comportamento da corrente na carga i_o . [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice]. | 103 |
| 5.5 | Comparação entre os sinais de controle v_c gerados a partir do modelo estudado na seção (4.6.1) e simulação no PSpice para a mínima indutância L | 104 |
| 5.6 | Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da tensão u_i para a mínima indutância. (a) $U_{ieficaz_{nom}} - 5\%$; (b) $U_{ieficaz_{nom}} + 10\%$. [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice]. | 105 |
| 5.7 | (a) Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da corrente nominal na carga; (b) Comportamento da corrente na carga i_o . [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice]. | 106 |
| 5.8 | (a) Formas de onda para mínima tensão de entrada obtida ($184 V_{eficaz}$); (b) Tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (c) Máxima tensão de entrada indicada no projeto ($264 V_{eficaz}$). [Tensão de saída (100 V/div); Tensão de entrada (100 V/div); Corrente de entrada (10 A/div) e sinal de acionamento do interruptor S (5 V/div)]. | 110 |
| 5.9 | Espectro da corrente de entrada. | 111 |

| | | |
|------|---|-----|
| 5.10 | (a) Formas de onda com o filtro passivo à tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (b) Espectro da corrente de entrada para $U_i = 230 V_{eficaz}$. [Tensão de entrada e saída (100 V/div) e Corrente de entrada (5 A/div)]. | 111 |
| 5.11 | Comportamento dos sinais u_o (100 V/div) e v_c (1 V/div) para variações da tensão u_i (200 V/div): (a) De $220 V_{eficaz}$ para $184 V_{eficaz}$; (b) De $184 V_{eficaz}$ para $220 V_{eficaz}$; (c) De $220 V_{eficaz}$ para $264 V_{eficaz}$; (d) De $264 V_{eficaz}$ para $220 V_{eficaz}$ | 112 |
| 5.12 | Comportamento da tensão (100 V/div) e corrente (1 A/div) de saída e sinal de controle (1 V/div) para variações na carga: (a) De 650 W para 1800 W; (b) De 1800 W para 650 W. | 113 |
| 5.13 | Formas de onda para tensão de entrada em: (a) $209 V_{eficaz}$; (b) $220 V_{eficaz}$; (c) $242 V_{eficaz}$. [Tensão de saída (100 V/div); Tensão de entrada (100 V/div); Corrente de entrada (10 A/div) e sinal de acionamento do interruptor S (5 V/div)]. | 116 |
| 5.14 | Espectro da corrente de entrada. | 117 |
| 5.15 | (a) Formas de onda com o filtro passivo à tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (b) Espectro da corrente de entrada para $U_i = 230 V_{eficaz}$. [Tensão de entrada e saída (100 V/div) e Corrente de entrada (5 A/div)]. | 117 |
| 5.16 | Comportamento dos sinais u_o (100 V/div) e v_c (500 mV/div) para variações da tensão u_i (200 V/div): (a) De $220 V_{eficaz}$ para $209 V_{eficaz}$; (b) De $209 V_{eficaz}$ para $220 V_{eficaz}$; (c) De $220 V_{eficaz}$ para $242 V_{eficaz}$; (d) De $242 V_{eficaz}$ para $220 V_{eficaz}$ | 118 |
| 5.17 | Comportamento da tensão (100 V/div) e corrente (1 A/div) de saída e sinal de controle (2 V/div) para variações na carga: (a) De 650 W para 1800 W; (b) De 1800 W para 650 W. | 119 |
| A.1 | Esquema elétrico utilizado para obtenção de resultados. (a) Circuito de potência; (b) Sincronismo e conversor D/A; (c) Esquemático do microcontrolador PIC. | 132 |
| B.1 | Indutores utilizados no conversor. | 133 |

| | |
|-------------------------|-----|
| C.1 Fluxograma. | 136 |
|-------------------------|-----|

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|--|----|
| 1.1 | Comparação da potência ativa de saída | 3 |
| 1.2 | Limites para as Harmônicas de Corrente. | 10 |
| 3.1 | Comparação entre os retificadores LC, TOP1, TOP2, TOP5 e TOP6: tensão de saída e valores de pico e eficaz das correntes através dos indutores. As topologias operam com $P_o=900$ W e $U_{ieficaz}=230$ V. | 48 |
| 3.2 | Comparação entre os retificadores LC, TOP1, TOP2, TOP5 e TOP6: volume e fator de potência. As topologias operam com $P_o=900$ W e $U_{ieficaz}=230$ V. | 49 |
| 4.1 | Equações normalizadas da corrente de entrada (I_{iN}) e tensão sobre o capacitor C_2 (U_{2N}). | 63 |
| 4.2 | Comparação entre os retificadores para diferentes potências: esforços de tensão e corrente. | 73 |
| 4.3 | Comparação entre os retificadores para diferentes potências: fator de potência e produto $A_e A_w$ | 74 |
| 4.4 | Comparação entre os retificadores para diferentes potências: volume e perdas. | 75 |

Introdução Geral

Cada vez mais o consumo da energia elétrica se faz com a intermediação de conversores de potência. Estima-se que cerca de 50 % de toda energia elétrica consumida passe por algum tipo de processamento eletrônico [1].

Em muitas destas aplicações tem-se a presença de um estágio retificador na conexão com a rede, com a alimentação da carga sendo feita a partir da tensão CC obtida em sua saída.

A estrutura mais simples para tais retificadores, desde que não se exija um ajuste no valor da tensão CC, é a de um retificador em ponte completa a diodos, com um filtro capacitivo. Tais circuitos apresentam um baixo fator de potência (em torno de 0,6) e distorção harmônica na corrente que em muito excede os limites estabelecidos por normas internacionais.

Com a entrada em vigência de normas internacionais relativas à distorção da corrente absorvida por equipamentos individuais, como a IEC¹ 61000-3-2 [2], torna-se necessário aos fabricantes de equipamentos eletro-eletrônicos de uso doméstico o emprego de retificadores que atendam às limitações impostas. Em função disto, retificadores de alta qualidade (em inglês “Power Factor Correctors - PFCs”) têm substituído os retificadores com filtro capacitivo.

Os PFCs com comutação em alta frequência levam estes retificadores a um fator de potência praticamente unitário, além de permitirem regular a tensão de saída, às custas de um aumento no custo e no volume total do retificador.

Algumas aplicações de produção maciça, como eletrodomésticos de maior potência (aparelhos de ar condicionado, máquinas de lavar roupa, etc.) ainda utilizam topologias convencionais devido ao menor custo e maior confiabilidade, com filtros passivos para se

¹International Electrotechnical Commission.

conformarem à norma, mesmo que isto signifique um significativo aumento no volume dos elementos reativos na medida em que aumenta a potência.

Recentemente [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12] foram propostas topologias que representam uma solução de compromisso entre os retificadores com comutação em alta frequência (que normalmente comutam em dezenas de kHz) e aqueles com filtros passivos. Tais circuitos fazem uso de um interruptor comutado com o dobro da frequência da rede, de modo que praticamente são eliminadas as perdas de comutação. O atendimento às especificações da norma é obtido com importante redução no valor dos elementos reativos, especialmente indutâncias, quando comparado com a solução passiva. Além disso, as derivadas de correntes e tensões permitem a minimização de emissões de alta frequência, possivelmente eliminando a necessidade de filtros de linha, quando comparado com a solução ativa.

Circuitos deste tipo têm sido utilizados industrialmente, como se verifica em [13] para o caso de aparelhos de ar condicionado.

Neste contexto, este trabalho propõe o estudo, o estabelecimento de metodologias de projeto e a implementação de retificadores monofásicos com comutação em baixa frequência que permitam atender às restrições impostas pela IEC 61000-3-2.

O capítulo 1 apresenta as desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente no estágio de entrada das fontes de alimentação e uma análise de algumas soluções passivas e ativas para a correção do FP . Também é apresentado um resumo da norma IEC 61000-3-2.

No capítulo 2 é apresentada a topologia básica do conversor monofásico CA/CC com comutação igual à frequência da tensão CA retificada, utilizando-se de um conversor “boost”, denominado de TOP1 [3]. O conversor é analisado matematicamente. São apresentadas as características do circuito, análise da forma de onda e das componentes harmônicas da corrente de entrada. Fez-se o projeto da mínima indutância para garantir que o espectro da corrente de entrada obedeça à norma. Também são analisados o volume do indutor, fator de potência, taxa de distorção harmônica, fator de deslocamento e o fator de forma para uma dada potência e tensão de saída.

O capítulo 3 mostra uma segunda topologia, denominada TOP2 [7]. Apresenta-se o

modelo matemático, a análise da corrente de entrada e o volume do elemento magnético. Também são apresentadas mais quatro variações topológicas da estrutura TOP2, as topologias TOP3, TOP4, TOP5 e TOP6.

No capítulo 4 é apresentado o conversor derivado da aplicação trifásica explorada em [8, 9, 10], denominado TOP7. Mostra-se o modelamento matemático e estabelecem-se metodologias de projeto do conversor selecionado. Desenvolve-se uma estratégia de controle a fim de garantir a regulação da tensão de saída na presença de distúrbios da tensão de entrada e carga. Também são analisados o fator de potência, fator de deslocamento, fator de forma, volume do indutor e característica estática do conversor.

O capítulo 5 mostra os resultados computacionais e experimentais para os métodos de projeto desenvolvidos.

O capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas.

Em função da cooperação dos pesquisadores da Universidade de Padova - Itália, Giorgio Spiazzi e Simone Buso, e como as diferentes topologias apresentadas na literatura operam com a frequência de entrada em 50 Hz, neste trabalho, tanto os resultados teóricos como os experimentais, foram obtidos para a tensão de alimentação de entrada com a mesma frequência, ou seja, 50 Hz.

Capítulo 1

Características Gerais dos Pré-Reguladores de Fator de Potência

Este capítulo apresenta as desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente no estágio de entrada das fontes de alimentação, assim como uma análise de algumas soluções passivas e ativas para a correção do FP . É apresentado um resumo da norma IEC 61000-3-2.

1.1 Introdução

São conhecidos os problemas decorrentes do baixo fator de potência e das correntes distorcidas consumidas pelas cargas, com conhecidas implicações em termos do aumento das perdas de transmissão e em transformadores, distorções na tensão e excitação de ressonâncias no sistema elétrico [14, 15].

A grande presença de cargas monofásicas de potência na faixa de algumas dezenas ou centenas de Watts (reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes, microcomputadores, televisores, aparelhos eletrodomésticos em geral, etc) é responsável por significativa parcela da distorção observável na tensão dos consumidores. Tal distorção surge da passagem das correntes ricas em componentes harmônicas através da rede, provocando uma significativa queda de tensão na impedância da linha a montante do ponto de acoplamento comum (PAC),

como ilustra a figura 1.1.

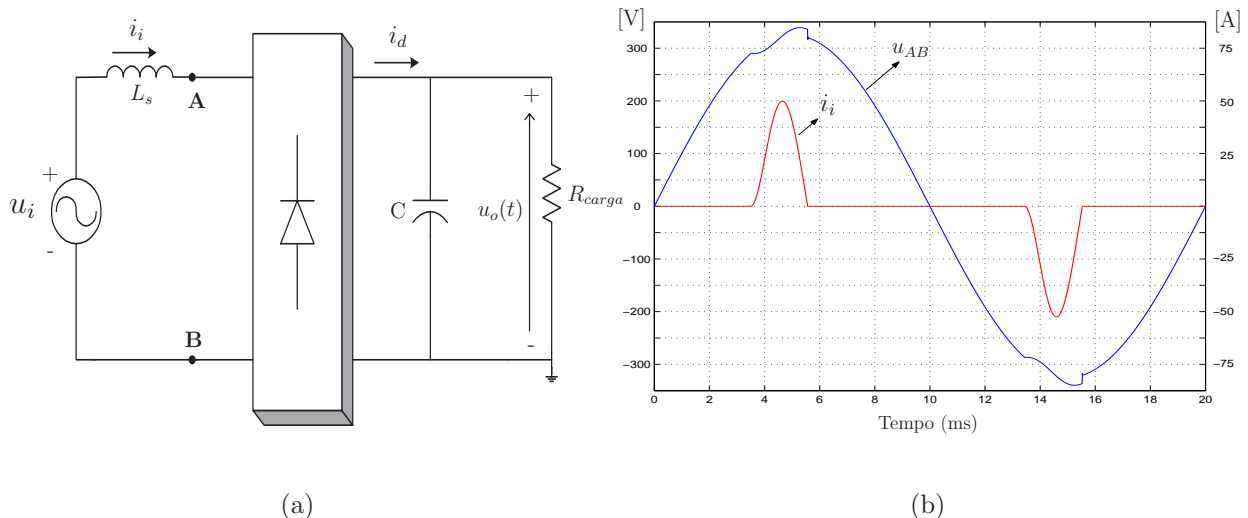


Figura 1.1: (a) Retificador em ponte completa a diodos; (b) Distorção da tensão entre os pontos A e B devido às correntes distorcidas. [$L_s=200\mu H$, $C=1mF$, $R=50\Omega$ e $U_{i_{eficaz}} = 230V$].

1.2 Desvantagens do Baixo Fator de Potência e da Alta Distorção da Corrente

Consideram-se aqui aspectos relacionados com o estágio de entrada de fontes de alimentação. As tomadas da rede elétrica doméstica ou industrial possuem uma corrente eficaz máxima que pode ser absorvida, tipicamente 15 A nas tomadas monofásicas domésticas.

A figura 1.2 mostra o elevado conteúdo harmônico da forma de onda da corrente da figura 1.1(b), cujas harmônicas excedem as especificações da norma IEC 61000-3-2.

Considera-se os dados comparativos da tabela 1.1 [16].

Nota-se que o fator de potência da solução convencional (filtro capacitivo) é o grande responsável pela reduzida potência ativa disponível para a carga alimentada.

Podem ser citados como desvantagens de um baixo FP e elevada distorção os seguintes fatos [16]:

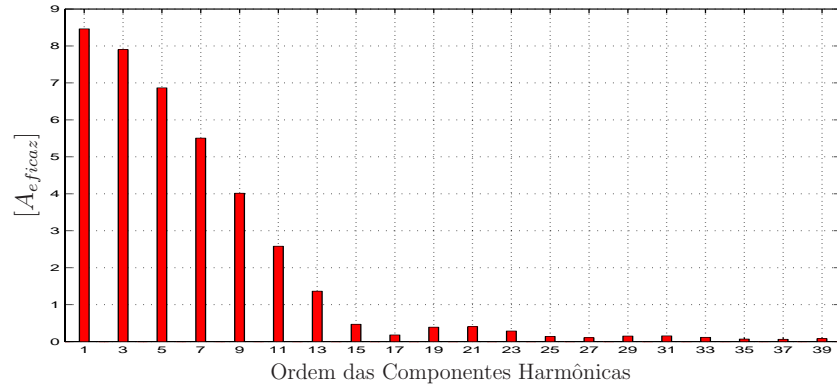


Figura 1.2: Espectro da corrente de entrada i_i . $[f_{rede} = 50 \text{ Hz}]$.

Tabela 1.1: Comparação da potência ativa de saída

| | Convencional | PFC |
|-----------------------------------|--------------|---------|
| Potência aparente disponível (VA) | 1440 VA | 1440 VA |
| Fator de potência | 0,65 | 0,99 |
| Eficiência do PFC | 100% | 95% |
| Eficiência da fonte | 75% | 75% |
| Potência ativa disponível (W) | 702W | 1015W |

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo FP ;
- As harmônicas de corrente exigem um sobredimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores, além de aumentar as perdas (efeito pelicular);
- A componente de terceira harmônica da corrente, em sistema trifásico com neutro, pode ser muito grande;
- O achatamento da onda de tensão, devido ao pico de corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mau-funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede;
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a maiores esforços de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha.

1.3 Soluções Passivas

Soluções passivas para a correção do FP [17, 18, 19] oferecem características como robustez, alta confiabilidade, insensibilidade a surtos. No entanto, filtros passivos apresentam diversas desvantagens, tais como:

- São pesados e volumosos (em comparação com as soluções ativas);
- Afetam as formas de onda na frequência fundamental;
- Não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada (90 a 240 V);
- Não possibilitam regulação da tensão;
- O correto dimensionamento não é simples para filtros de ordem elevada.

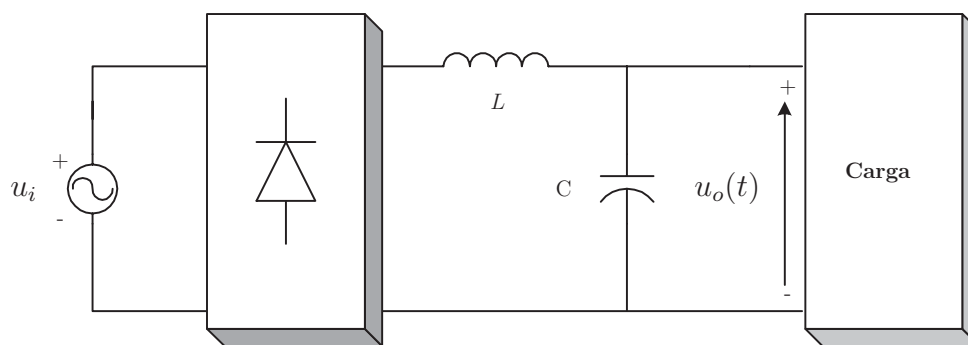


Figura 1.3: Filtro LC de saída.

A colocação de um filtro indutivo na saída do retificador (lado CC) pode produzir uma melhoria significativa do FP uma vez que, no limite (L muito grande), seria absorvida uma corrente quadrada da rede, o que levaria a um FP de 0,90. Entretanto, pode-se obter o mesmo FP , mas com elementos passivos significativamente menores [17]. A presença do indutor em série com o retificador reduz o valor de pico com que se carrega o capacitor (cerca de 72% em um projeto otimizado). A figura 1.3 mostra a estrutura do filtro.

A aproximação da tensão $u_o(t) = U_o$ pode ser razoável se o capacitor do circuito (figura 1.3) for de valor elevado. Na figura 1.4, várias grandezas como TDH_i , DPF e FP (Taxa

de Distorção Harmônica da corrente, Fator de Deslocamento e Fator de Potência, respectivamente) são esboçadas como função da corrente média I_d (normalizada pela corrente I_{base} , equação (1.1), para combinar os efeitos da indutância L e frequência ω na mesma curva). A figura 1.4 mostra que o aumento de L melhora a forma de onda da corrente de entrada com uma baixa TDH e um melhor FP .

$$I_{base} = \frac{V_s}{\omega L} \quad (1.1)$$

O impacto do aumento da indutância L pode ser resumido por [20]:

- Devido a uma melhor forma de onda da corrente de entrada, o FP cresce de $\approx 0,6$ para $\approx 0,8$;
- A tensão de saída U_o é menor quando comparado com o caso sem indutor;
- L e C formam um filtro passa baixa, contribuindo para a redução do “ripple” (pico-a-pico) da tensão de saída $u_o(t)$.

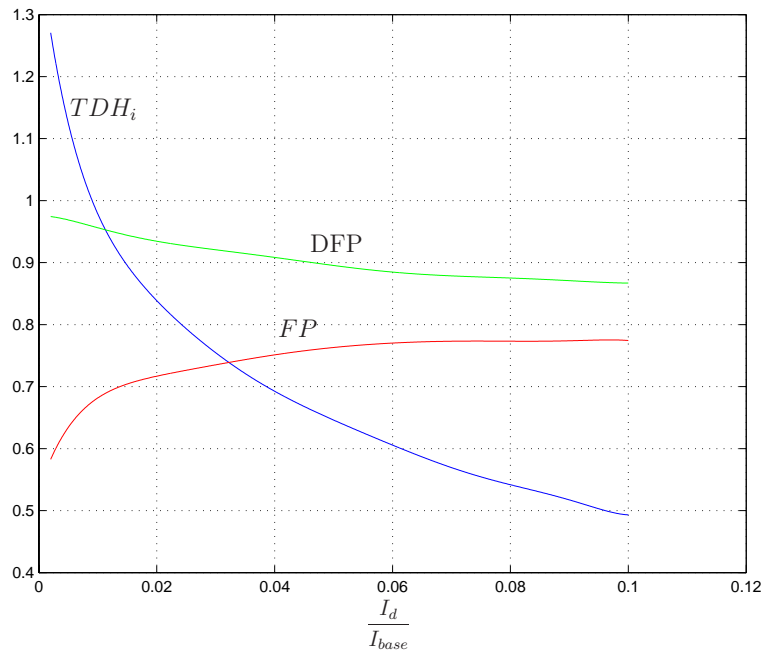


Figura 1.4: Taxa de Distorção Harmônica da corrente, DFP e FP do retificador da figura 1.3 com a tensão de saída constante. Fonte: [20] Capítulo 5, página 94.

Outras alternativas, que não provocam a redução da componente fundamental da tensão, empregam filtros LC paralelo sintonizados (terceira harmônica) na entrada do retificador [18]. O circuito da figura 1.5 apresenta uma estrutura com FP elevado ($\approx 0,95$), obtido pela redução da terceira harmônica.

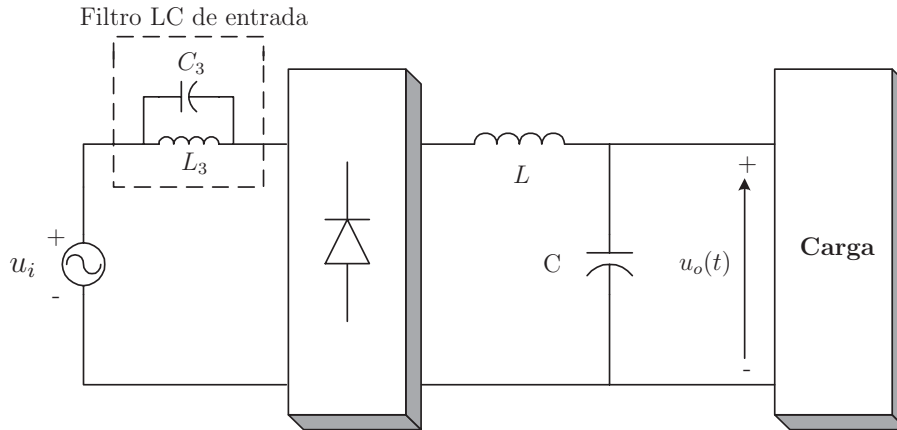


Figura 1.5: Filtro LC de entrada sintonizado na terceira harmônica.

1.4 Soluções Ativas

Os pré-reguladores de FP ativos empregam interruptores controlados associados a elementos passivos. Estes interruptores podem ser acionados em alta ou baixa frequência (próximo à frequência da rede).

A figura 1.6 apresenta um retificador tipo “boost” com comutação em alta frequência e as formas de onda da tensão e corrente de entrada para meio período da tensão de alimentação. Verifica-se que o valor médio da corrente de entrada está em fase com a tensão de alimentação, logo o FP do conversor é elevado (≈ 1). Outra vantagem refere-se ao pequeno volume dos elementos passivos. Uma desvantagem é o aumento da produção de Interferência Eletromagnética (IEM) provocada pela elevada taxa de variação de corrente e tensão produzido pela alta frequência, principalmente para potências mais elevadas (acima de 1 kW), devido aos efeitos de recuperação reversa do diodo D. As emissões de IEM podem ser reduzidas aplicando técnicas de comutação não dissipativa.

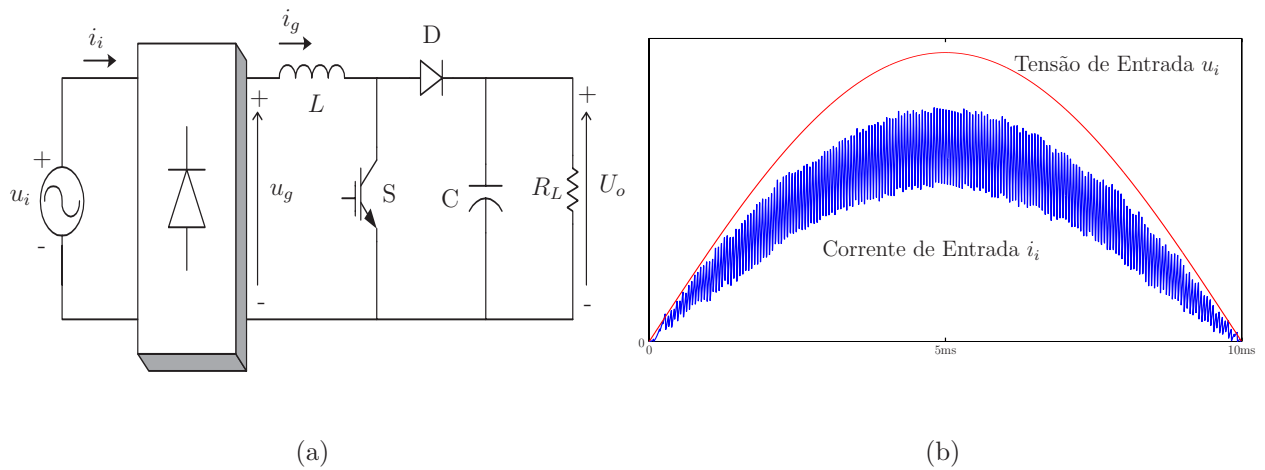


Figura 1.6: (a) Retificador tipo “Boost”; (b) Formas de onda da corrente e tensão de entrada.

Intermediariamente entre as soluções passivas e as ativas com comutação em alta frequência têm surgido mais recentemente propostas que, ao invés de buscarem um fator de potência unitário, têm como meta o atendimento das restrições das normas [3, 4, 5, 6, 7] para aplicações monofásicas e [8, 9, 10] para aplicações trifásicas. Tais topologias têm em comum o fato de utilizarem um circuito ativo comutado na frequência da rede (retificada), com expectativas positivas em termos de aumento do rendimento e redução na produção de IEM. A figura 1.7 mostra as formas de onda referentes a um conversor funcionando desta maneira [3]. O interruptor é acionado de modo a iniciar a corrente de linha antecipadamente. T_d é o tempo de atraso de acionamento do interruptor S em relação ao cruzamento por zero do sinal da tensão e T_{on} é o tempo que o interruptor permanece ligado.

Circuito semelhante ao da figura 1.7 é utilizado como retificador dos aparelhos de condicionamento de ar [13].

Considera-se que o desenvolvimento de retificadores que, sempre em acordo com as normas pertinentes, permitam circuitos mais simples, compactos e confiáveis podem representar uma significativa contribuição dentro do segmento do mercado de equipamentos eletrônicos de média e alta potência.

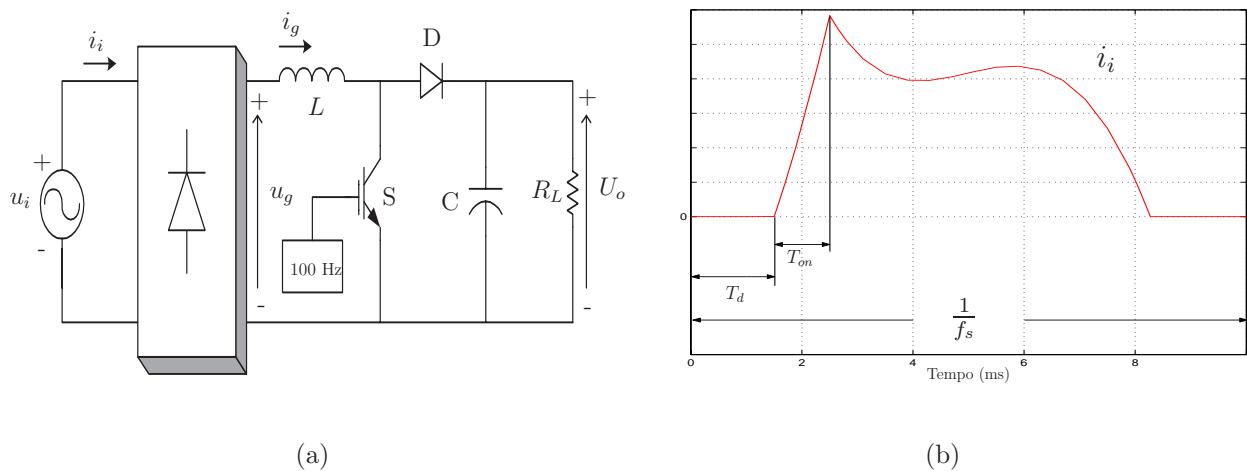


Figura 1.7: (a) Circuito com interruptor controlado na frequência da rede; (b) Forma de onda da corrente de entrada i_i , para um semi-período de u_i .

1.5 Norma IEC 61000-3-2

Este conjunto de recomendações, publicado em 1995 e atualizado em 2000 [21] pela emenda 14, que alterou as definições de classe, pode ser aplicado a qualquer equipamento elétrico ou eletrônico, conectado a rede pública de alimentação de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz, com tensão fase-neutro entre 220 e 240 V, cuja corrente de entrada seja menor que 16 A por fase.

1.5.1 Classificação dos Equipamentos

Os equipamentos são classificados em:

- **Classe A:** Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada, aplicações residenciais (excluindo os equipamentos identificados como Classe D), ferramentas não portáteis, reguladores de intensidade luminosa (dimmer) para lâmpadas incandescentes e equipamentos de áudio;
- **Classe B:** Ferramentas portáteis;
- **Classe C:** Dispositivos de iluminação;

- **Classe D:** Computadores pessoais, monitores de computadores e aparelhos de televisão com potência de entrada menor ou igual a 600 W.

Equipamentos não incluídos nas classes B, C e D, são considerados na classe A. Isto também vale para aparelhos que contenham motor CA nos quais se faça ajuste de velocidade por controle de fase (SCR ou Triac).

Para harmônicas de ordem superior a 19, observa-se globalmente o espectro. Se este estiver dentro de um envelope com decaimento monotônico, as medições podem ser restritas até a 19^a harmônica. As correntes harmônicas com valor inferior a 0,6% da corrente de entrada (medida dentro das condições de ensaio), ou inferior a 5 mA são desconsideradas.

A tabela 1.2 indica os valores máximos para as harmônicas de corrente, com o equipamento operando em regime permanente. Para o regime transitório, as correntes harmônicas que surgem na partida de um aparelho e que tenham duração inferior a 10 segundos são desconsideradas.

Já para as harmônicas pares entre a 2^a e a 10^a e as ímpares entre a 3^a e a 19^a, valores até 1,5 vezes dos dados pela tabela 1.2 são admissíveis para cada harmônica, desde que apareçam em um intervalo máximo de 15 segundos (acumulado), em um período de observação de 2,5 minutos.

Os valores limites para a classe B são obtidos dos limites da classe A acrescidos de 50%.

Tabela 1.2: Limites para as Harmônicas de Corrente.

| Ordem da Harmônica (n) | Classe A Máxima corrente [A_{eficaz}] | Classe B Máxima corrente [A_{eficaz}] | Classe C % corrente fundamental | Classe D ($P_{in} \leq 600W$) [mA/W] |
|----------------------------------|--|--|---|---|
| Harmônicas Ímpares | | | | |
| 3 | 2,30 | 3,45 | 30.FP | 3,4 |
| 5 | 1,14 | 1,71 | 10 | 1,9 |
| 7 | 0,77 | 1,155 | 7 | 1,0 |
| 9 | 0,40 | 0,60 | 5 | 0,5 |
| 11 | 0,33 | 0,495 | 3 | 0,35 |
| 13 | 0,21 | 0,315 | 3 | 0,296 |
| $15 \leq n \leq 39$ | $\frac{2,25}{n}$ | $\frac{3,375}{n}$ | 3 | $\frac{3,85}{n}$ |
| Harmônicas Pares | | | | |
| 2 | 1,08 | 1,62 | 2 | |
| 4 | 0,43 | 0,645 | | |
| 6 | 0,30 | 0,45 | | |
| $8 \leq n \leq 40$ | $\frac{1,84}{n}$ | $\frac{2,76}{n}$ | | |

FP: Fator de Potência.

Capítulo 2

Conversores Monofásicos CA/CC com Comutação em Baixa Frequência

Recentemente um novo método de chaveamento foi proposto para os conversores monofásicos CA/CC. O acionamento dos interruptores é feito uma vez a cada semi-ciclo do sinal de alimentação CA ($f_{rede} = 50$ ou 60 Hz). Isto limita as taxas de variação de corrente di/dt e tensão dv/dt e as perdas no chaveamento, permite o uso de diodos de recuperação lenta e evita os filtros de IEM. Além disso, pode-se estabilizar a tensão de saída para uma ampla variação de carga utilizando técnicas simples de controle [6].

2.1 Pré-Regulador de FP Comutado em Baixa Frequência

A figura 2.1(a) mostra um exemplo de PFC com comutação em baixa frequência. O circuito consiste de um transistor S , um indutor L , uma ponte retificadora de diodos, um diodo D e um capacitor C . O controle do circuito consiste de duas unidades controladoras e um circuito de acionamento do transistor S . Estas unidades controladoras definem os instantes para ligar e desligar o interruptor [3].

A figura 2.1(b) mostra a forma de onda típica da corrente de entrada juntamente com o

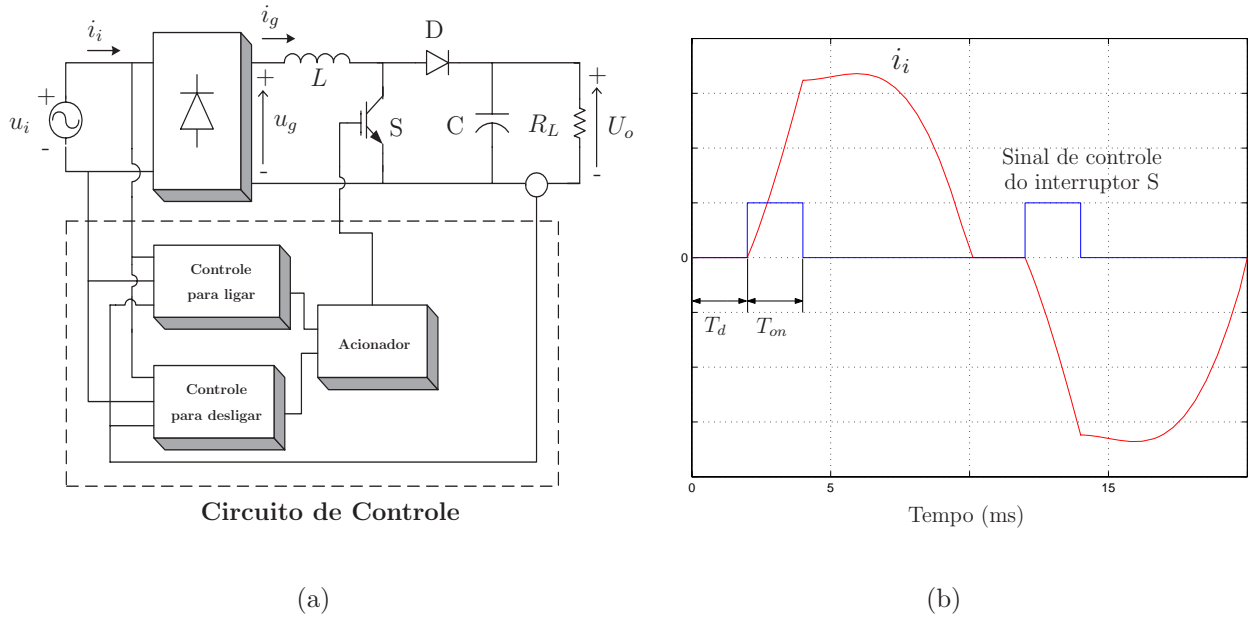


Figura 2.1: (a) Esquema básico de PFC com comutação em baixa frequência; (b) Formas de onda da corrente de entrada e o sinal de acionamento do interruptor S.

sinal de controle do interruptor. No caso do retificador com filtro-capacitivo convencional, a corrente de entrada não flui enquanto a tensão de entrada CA for menor que a tensão de saída. No caso do conversor estudado, a corrente de entrada i_i flui quando o transistor S for ligado, mesmo se a tensão instantânea de entrada for menor que a tensão de saída U_o .

Neste método, o transistor S é acionado uma vez em cada semi-ciclo da tensão de alimentação. O interruptor é acionado após o tempo de atraso T_d , o qual é medido após a tensão de entrada cruzar o zero, e mantido ligado durante o intervalo T_{on} . Ajustando os tempos T_d e T_{on} do interruptor S, pode-se reduzir a amplitude das componentes harmônicas de modo a atender os valores determinados pela norma IEC 61000-3-2, melhorando, com isso, o FP do conversor.

2.2 Modelamento Matemático

A figura 2.2 mostra os três modos de operação existentes em cada semi-ciclo da tensão de entrada. u_T representa a tensão aplicada sobre o transistor S. Assume-se a tensão de saída U_o constante e desconsideram-se os elementos parasitas do circuito da figura 2.1(a).

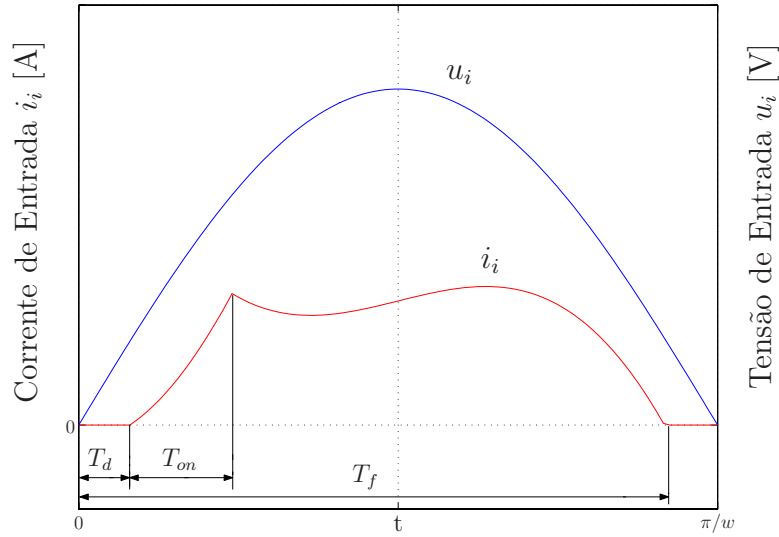


Figura 2.2: Modos de operação.

1) $0 \leq t \leq T_d$ e $T_f \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$:

A figura 2.3 apresenta o modo de operação do circuito da figura 2.1(a) para este intervalo.

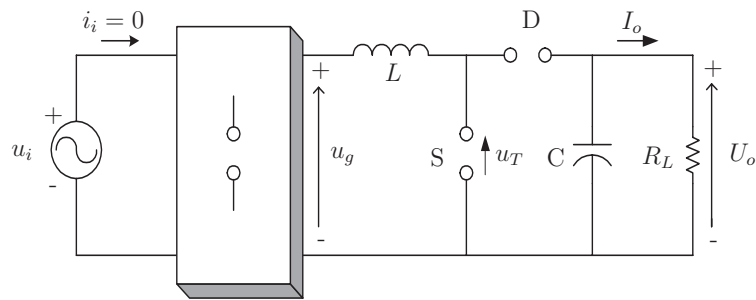


Figura 2.3: Modo de operação para os intervalos $0 \leq t \leq T_d$ e $T_f \leq t \leq \frac{\pi}{\omega}$.

O transistor S está aberto, a ponte de diodos e o diodo D estão bloqueados. A corrente de entrada i_i e a tensão u_T são dadas pelas equações (2.1) e (2.2), respectivamente.

$$i_i = 0 \quad (2.1)$$

$$u_T = u_i = U_p \text{sen}(\omega t) \quad (2.2)$$

2) $T_d \leq t \leq T_d + T_{on}$:

A figura 2.4 apresenta o modelo do circuito operando no intervalo analisado.

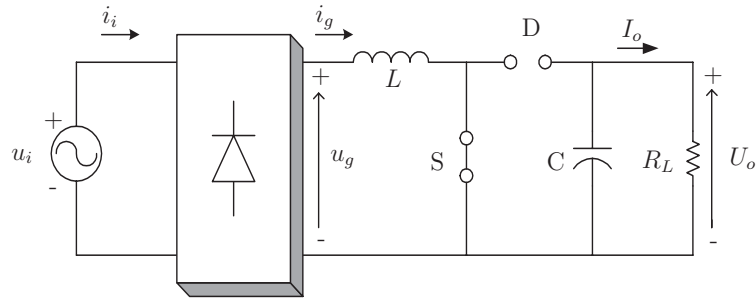


Figura 2.4: Modo de operação para o intervalo $T_d \leq t \leq T_d + T_{on}$.

O transistor S é acionado. A tensão de entrada u_i é aplicada sobre o indutor L , com isso tem-se:

$$\begin{aligned} u_i &= L \frac{di_i}{dt} = U_p \text{sen}(\omega t) \\ di_i &= \frac{U_p}{L} \text{sen}(\omega t) dt \\ \int_0^{i_i} di_i &= \frac{U_p}{\omega L} \int_{T_d}^t \text{sen}(\omega t) d(\omega t) \\ i_i(t - T_d) &= \frac{U_p}{\omega L} [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)] \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$u_T = 0 \quad (2.4)$$

3) $T_d + T_{on} \leq t \leq T_f$:

A figura 2.5 representa o modelo do circuito para o intervalo analisado.

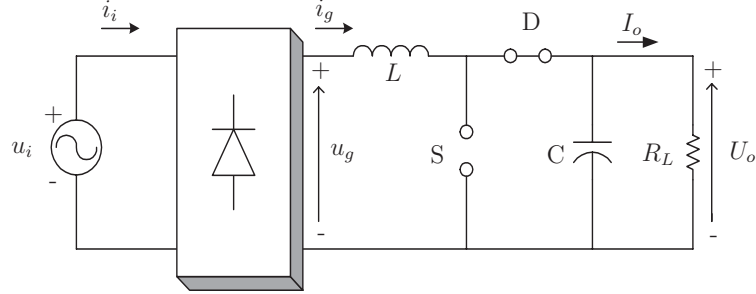


Figura 2.5: Modo de operação para o intervalo $T_d + T_{on} \leq t \leq T_f$.

Neste intervalo o transistor S é desligado e o diodo D é diretamente polarizado. Aplicando-se a lei de “Kirchoff” para tensões na malha formada por u_g , L e U_o tem-se:

$$u_i = L \frac{di_i}{dt} + U_o$$

$$di_i = \left[\frac{U_p}{L} \sin(\omega t) - \frac{U_o}{L} \right] dt$$

$$\int_{i_0}^{i_i} di_i = \frac{U_p}{\omega L} \int_{T_d+T_{on}}^t \sin(\omega t) d(\omega t) - \frac{U_o}{L} \int_{T_d+T_{on}}^t dt$$

$$i_i(t - T_d - T_{on}) = i_0 + \frac{U_p}{\omega L} \{ \cos[\omega(T_d + T_{on})] - \cos(\omega t) \} - \frac{U_o}{L} (t - T_d - T_{on}) \quad (2.5)$$

A expressão que define i_0 é obtida fazendo $t = T_d + T_{on}$ na equação (2.3), o que resulta em:

$$i_0 = \frac{U_p}{\omega L} \{ \cos(\omega T_d) - \cos[\omega(T_d + T_{on})] \} \quad (2.6)$$

Substituindo a equação (2.6) na equação (2.5) tem-se:

$$i_i(t - T_d - T_{on}) = \frac{U_p}{\omega L} [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)] - \frac{U_o}{L} (t - T_d - T_{on}) \quad (2.7)$$

Com as equações (2.1), (2.3) e (2.7) calcula-se o valor eficaz da corrente de entrada ($I_{ieficaz}$) para a forma de onda da figura 2.2.

$$I_{ieficaz}^2 = \frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{T_d}^{T_d+T_{on}} \left[\frac{U_p^2 [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)]^2}{\omega^2 L^2} \right] dt \right\} + \quad (2.8)$$

$$+ \frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{T_d+T_{on}}^{T_f} \left[\frac{U_p [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)]}{\omega L} - \frac{U_o (t - T_d - T_{on})}{L} \right]^2 dt \right\}$$

T_f é o instante no qual a corrente de entrada i_i se reduz a zero e pode ser calculado através da equação (2.7) fazendo $i_i(t - T_d - T_{on}) = 0$, resultando na seguinte expressão:

$$\cos(\omega T_f) + \frac{\omega U_o}{U_p} T_f - \cos(\omega T_d) - \frac{\omega U_o}{U_p} (T_d + T_{on}) = 0 \quad (2.9)$$

Como o valor de pico e a frequência angular da tensão de entrada e a tensão de saída são dados do projeto, o cálculo de T_f depende apenas das variáveis T_d e T_{on} .

Usando a expressão que define a tensão de entrada u_i e as equações (2.1), (2.3) e (2.7), determina-se a potência média da entrada P_{in} das formas de onda da figura 2.2.

$$P_{in} = \frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{T_d}^{T_d+T_{on}} \left[\frac{U_p^2 \sin(\omega t) [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)]}{\omega L} \right] dt \right\} +$$

$$\frac{\omega}{\pi} \left\{ \int_{T_d+T_{on}}^{T_f} U_p \sin(\omega t) \left[\frac{U_p [\cos(\omega T_d) - \cos(\omega t)]}{\omega L} - \frac{U_o (t - T_d - T_{on})}{L} \right] dt \right\}$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{U_p^2 [\cos(\omega T_d)]^2}{\omega \pi L} - \frac{U_p^2 \cos(\omega T_d) \cos(\omega T_f)}{\omega \pi L} + \frac{1}{2} \frac{U_p^2 [\cos(\omega T_f)]^2}{\omega \pi L} + \quad (2.10)$$

$$- \frac{U_p U_o \sin(\omega T_f)}{\omega \pi L} + \frac{U_p U_o T_f \cos(\omega T_f)}{\pi L} - \frac{U_p U_o T_d \cos(\omega T_f)}{\pi L} +$$

$$- \frac{U_p U_o T_{on} \cos(\omega T_f)}{\pi L} + \frac{U_p U_o \sin(\omega T_d) \cos(\omega T_{on})}{\omega \pi L} + \frac{U_p U_o \cos(\omega T_d) \sin(\omega T_{on})}{\omega \pi L}$$

Supondo conversor com rendimento de 100%, ou seja, $P_{in} = P_o$, pode-se determinar, conhecendo T_d , T_{on} , T_f e a potência de saída desejada (P_o), o valor da indutância do filtro L .

2.3 Características do Circuito

Estuda-se o comportamento da corrente de entrada do circuito da figura 2.1(a), a fim de estipular uma região de operação da estrutura para garantir o cumprimento da norma IEC 61000-3-2.

2.3.1 Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada

A forma de onda da corrente i_i é influenciada pelos seguintes fatores: o valor da indutância, tensão média da saída U_o , T_d , T_{on} , amplitude e frequência angular da tensão de alimentação u_i .

Considerando as tensões de entrada e de saída e o tempo T_d como grandezas fixas e variando-se T_{on} , a corrente i_i pode zerar num instante anterior ao tempo natural de condução da ponte de diodos (T_{dnat}), definido pela equação (2.11), ou num instante próximo a $\frac{T}{2}$, onde T representa o período do sinal $u_i(t)$. A figura 2.6 mostra as formas de onda da corrente i_i para diferentes valores de T_{on} e mesma P_o e U_o .

$$\begin{aligned} u_i(t) &= U_p \sin(\omega T_{dnat}) = U_o \\ T_{dnat} &= \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{U_o}{U_p} \right) \end{aligned} \quad (2.11)$$

No projeto do conversor deve-se evitar a forma de onda da corrente i_i mostrada pela figura 2.6(a), pois, além de submeter os componentes do circuito ao esforço de corrente provocado pelo valor de pico, as componentes harmônicas da corrente i_i não atendem as restrições da norma IEC 61000-3-2 (ver figura 2.7(a)).

A figura 2.8 mostra o comportamento da equação (2.9) para um dado conjunto de parâmetros em função de T_{on} para $T_d = 0$. A **região A** refere-se a valores de T_f menores que T_{dnat} , obtendo-se formas de onda da corrente i_i típicas da figura 2.6(a). A **região B** indica valores de tempo (T_f) próximos de $\frac{T}{2}$, representando formas de onda da corrente i_i semelhantes àquela da figura 2.6(b). O projeto deve garantir que o conversor opere na **região B**. Da figura 2.8, verifica-se que T_{on} deve ser maior que 1,5 ms para garantir T_f na região B, para os valores indicados.

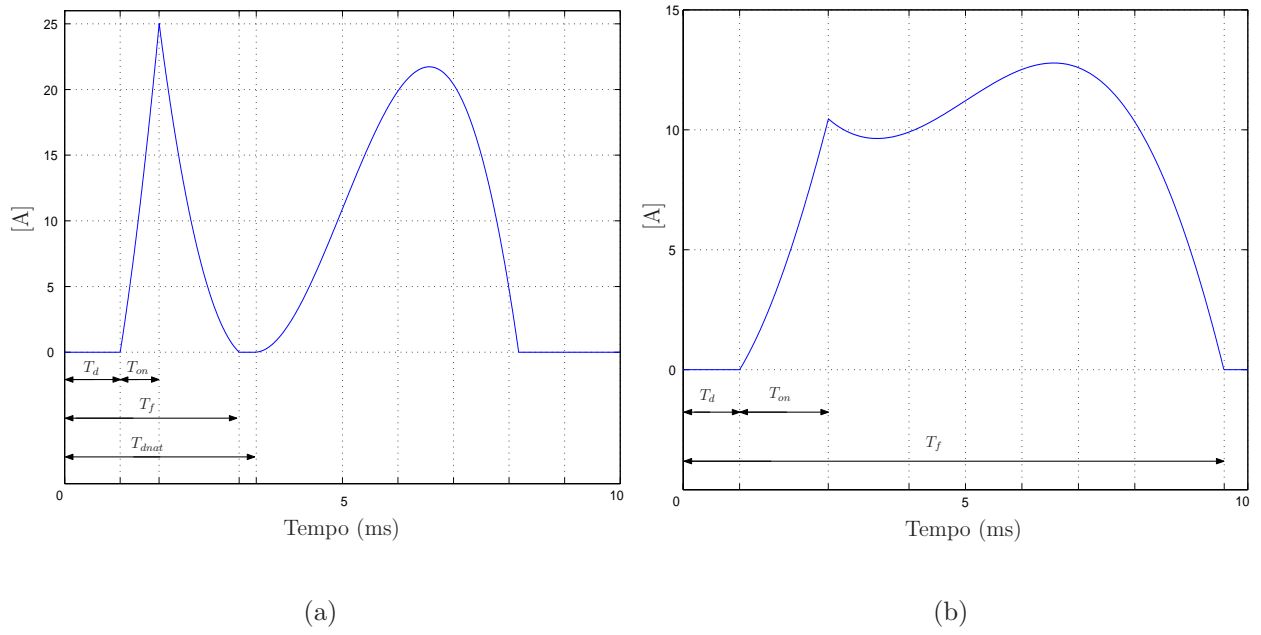


Figura 2.6: (a) Corrente de entrada para $T_{on}=0,7$ ms, $T_d=1$ ms, $U_o=284$ V, $U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW e $L=3,7$ mH; (b) Corrente de entrada para $T_{on}=1,57$ ms, $T_d=1$ ms, $U_o=284$ V, $U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW e $L=25,5$ mH.

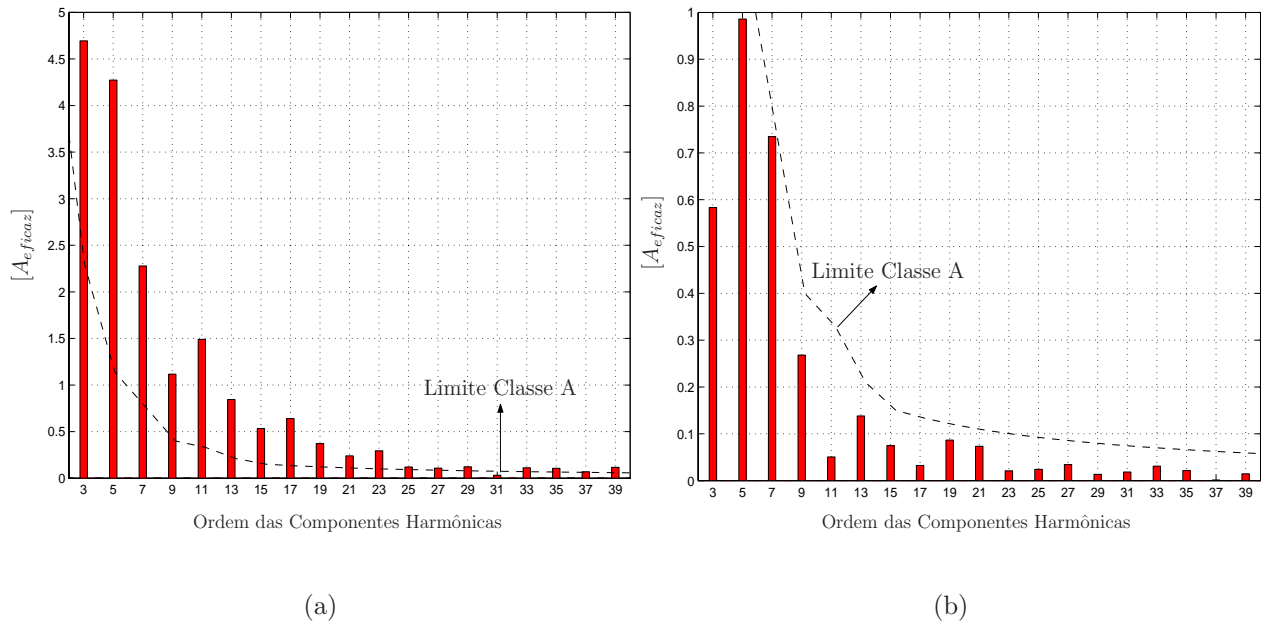


Figura 2.7: (a) Componentes harmônicas da forma de onda da figura 2.6(a); (b) Conteúdo harmônico da forma de onda da figura 2.6(b).

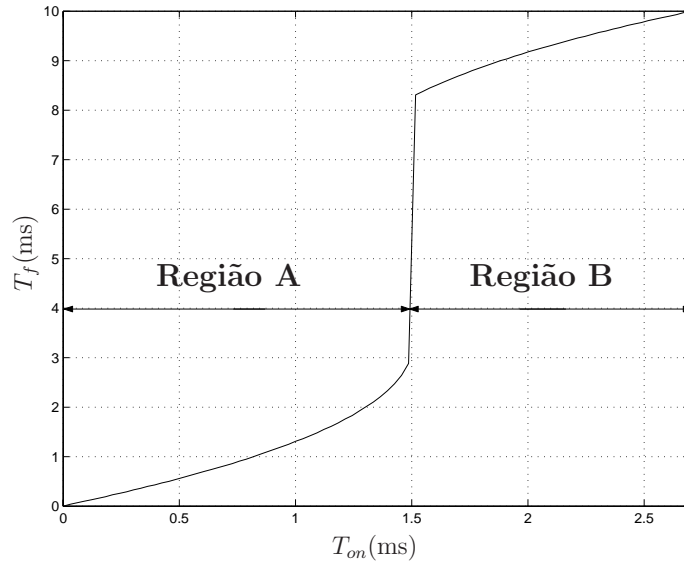


Figura 2.8: Comportamento de T_f para diferentes T_{on} . [$U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{ieficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW].

2.3.2 Análise das Componentes Harmônicas da Corrente de Entrada

O critério para a escolha do parâmetro L do circuito da figura 2.1 é a norma IEC 61000-3-2. O valor eficaz das componentes harmônicas devem atender as restrições indicadas na tabela 1.2 para a classe A, uma vez que serão consideradas topologias operando com $P_o > 600W$.

A figura 2.9 apresenta gráficos indicando o comportamento da terceira, quinta, sétima, nona, décima primeira e décima terceira harmônicas da corrente i_i , com os respectivos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2. Os dados de operação do circuito da figura 2.1(a) são: $U_o=284$ V, $T_d = 0$, $f_{rede}=50$ Hz, $U_i=230$ V_{eficaz} e $P_o=2$ kW.

Verifica-se, na figura 2.9(a), que o mínimo tempo T_{on} para garantir a obediência à norma é 2,13 ms, abaixo deste valor todas as componentes assumem valores acima dos seus respectivos limites.

Através da figura 2.10 determina-se a mínima indutância L necessária para garantir que o conteúdo harmônico da corrente de entrada do conversor opere dentro da norma à potência de 2 kW e $U_o=284$ V. Neste caso, o valor obtido foi 20,6 mH.

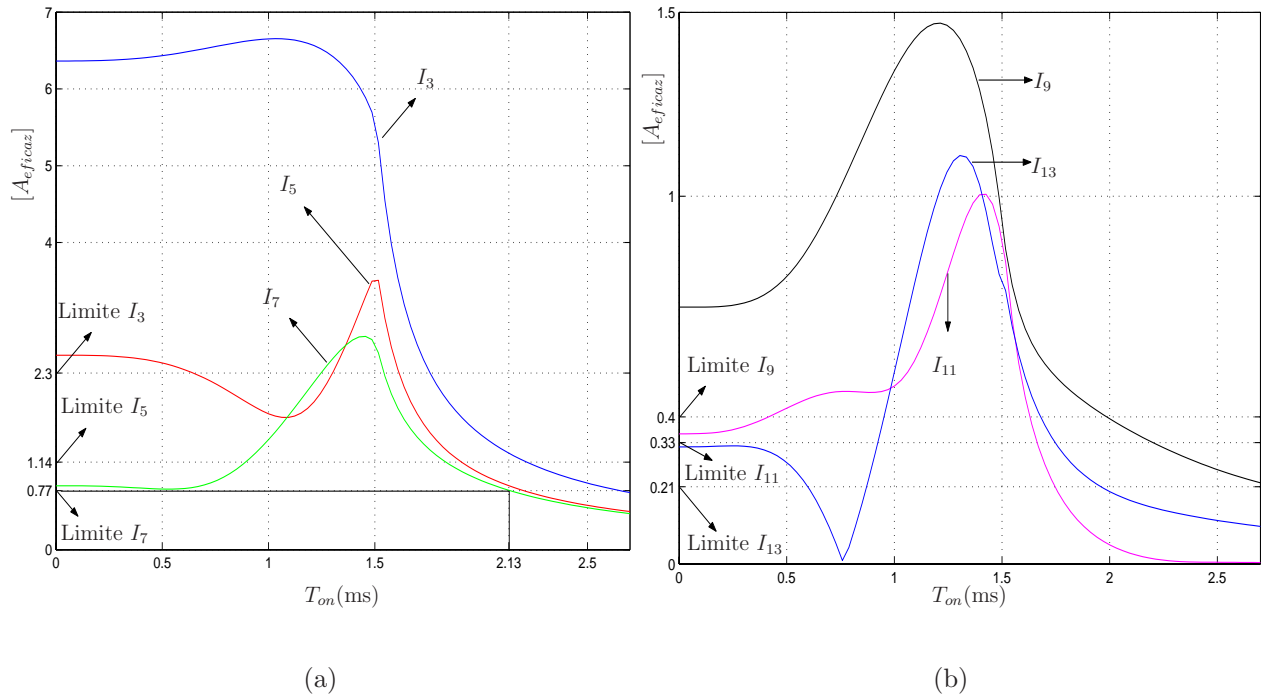


Figura 2.9: Comportamento da terceira, quinta, sétima, nona, décima-primeira e décima-terceira harmônicas em função de T_{on} .

A figura 2.11(a) mostra o comportamento da corrente i_i , enquanto a figura 2.11(b) apresenta o respectivo conteúdo harmônico. Verifica-se que a componente I_7 está no limite. O valor de pico da corrente é 12,3 A, a amplitude da componente fundamental é 11,8 A, o $\cos(\phi_1)=0,998$ e o $FP=0,98$.

Fazendo $T_d \neq 0$, a mínima indutância para 2 kW e $U_o = 284$ V aumenta. Por exemplo, para $T_d = 1$ ms a mínima indutância obtida para obediência à norma foi 24,1 mH. Outro parâmetro de projeto que pode levar ao aumento da mínima indutância L_{min} é a tensão de saída. Por exemplo, aumentando U_o para 310 V e mantendo $T_d = 0$ obteve-se $L_{min}=26,5$ mH. Para $U_o = 310$ V e $T_d = 1$ ms tem-se $L_{min}=31,5$ mH.

De acordo com a figura 2.8, a região de interesse é para $T_{on} \geq 1,5$ ms.

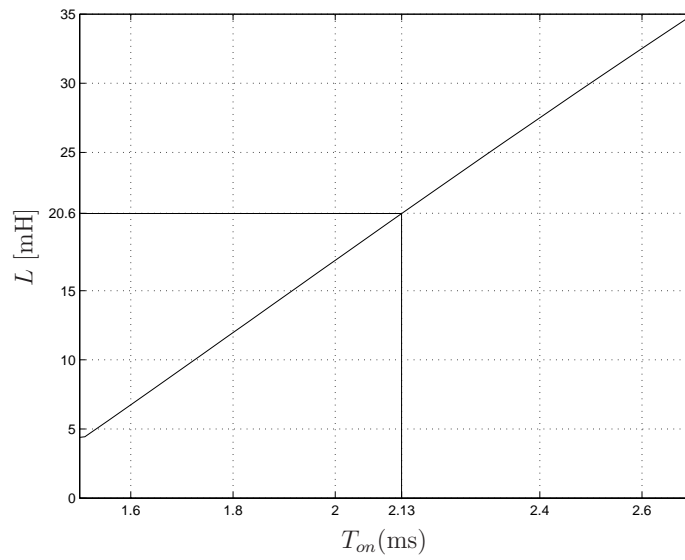


Figura 2.10: Comportamento da indutância L . [$U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{ieficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW].

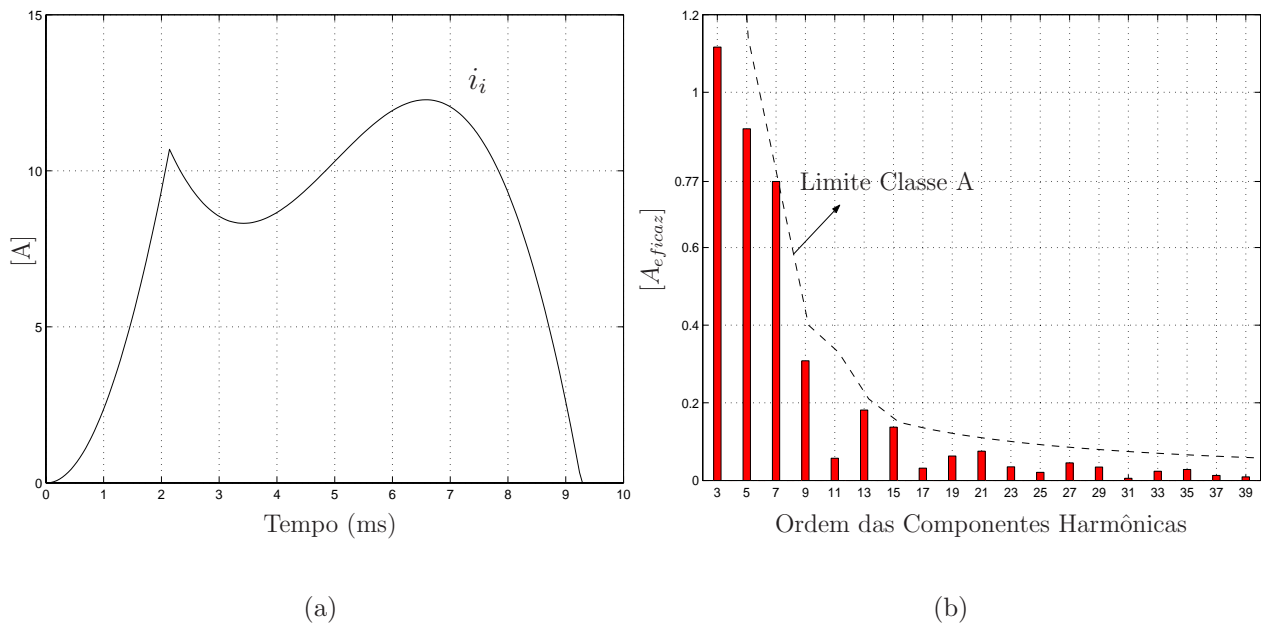


Figura 2.11: Forma de onda (a) e espectro (b) da corrente de entrada i_i para a mínima indutância L .

2.3.3 Análise do Volume do Indutor L

O tamanho do componente magnético está relacionado com o produto da área da janela na qual deve ser acomodado o enrolamento (A_w) e área da seção transversal (A_e) do núcleo do reator, conforme indicado pela equação [5]:

$$A_w A_e = \left(\frac{N}{k_R} \frac{I_{Leficaz}}{J} \right) \left(\frac{L}{N} \frac{I_{Lpico}}{B} \right) = \frac{K_L}{k_R J B} \quad (2.12)$$

no qual B [Tesla] é a densidade do campo magnético do material utilizado para a confecção do núcleo, J [A/m²] é a densidade de corrente desejada e k_R é o fator de empilhamento do enrolamento.

A figura 2.12 apresenta o comportamento dos valores de pico (I_{Lpico}) e eficaz ($I_{Leficaz}$) da corrente através do indutor para uma dada potência e tensão de saída.

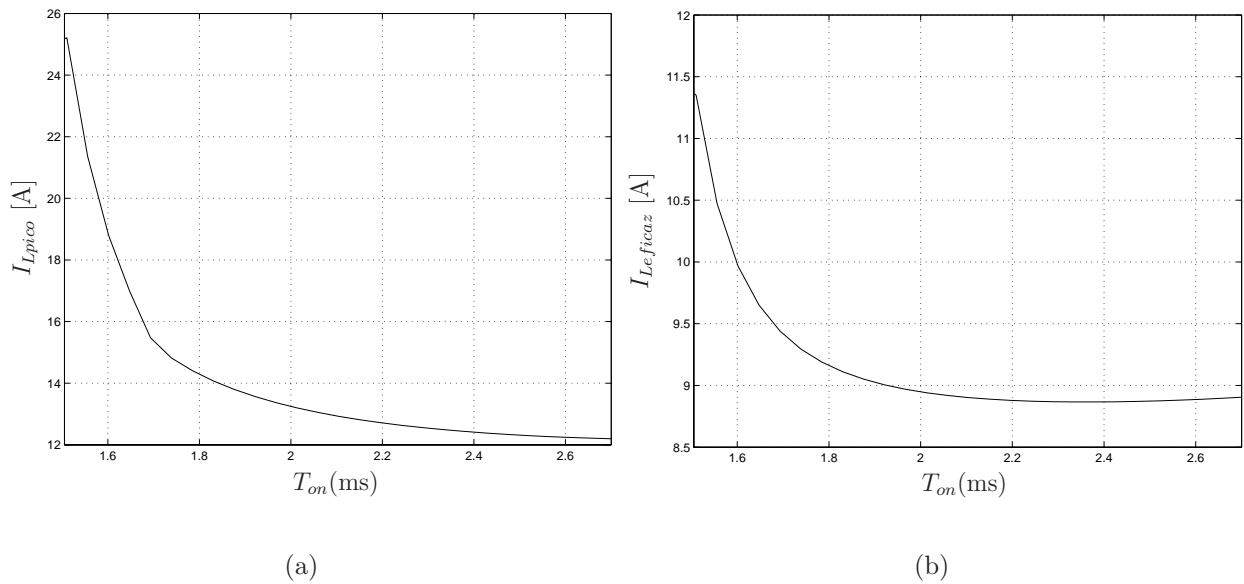


Figura 2.12: Valores de pico (a) e eficaz (b) da corrente através do indutor L para $U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{ieficaz}=230$ V e $P_o=2$ kW.

Conhecendo-se os comportamentos da indutância, valores de pico e eficaz da corrente através do indutor, figuras 2.10 e 2.12, respectivamente, traça-se a curva do produto $A_w A_e$ conforme mostra a figura 2.13. Verifica-se, para $T_{on} = 2,13$ ms, o ponto de mínimo do

produto $A_w A_e$, com a mínima indutância obtida.

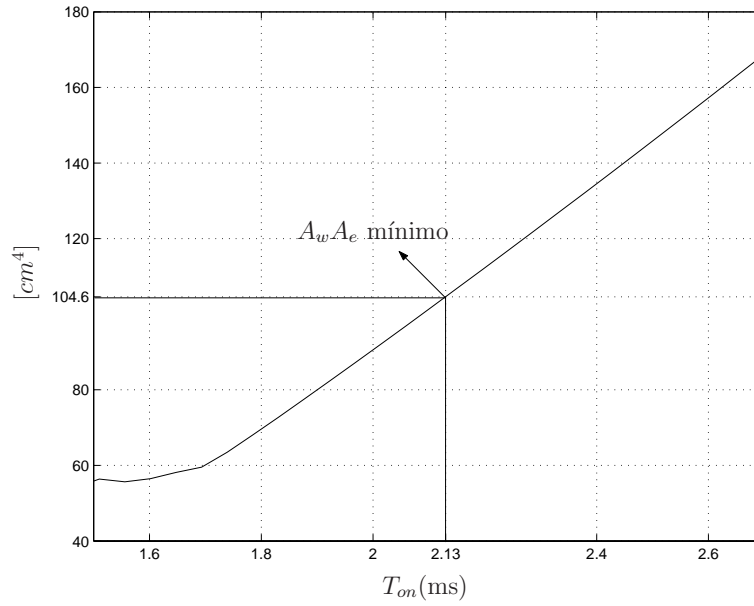


Figura 2.13: Comportamento da equação (2.12) para o circuito da figura 2.1 operando com $U_o=284$ V, $T_d = 0$, $U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=2$ kW, $k_R=0,5$, $B = 1,5T$ e $J = 3A/mm^2$.

2.3.4 Análise do FP , TDH , Fator de Deslocamento e Fator de Forma

A corrente de entrada i_i , em regime permanente, pode ser expressa por [20]:

$$i_i(t) = i_{i1}(t) + \sum_{h \neq 1} i_{ih}(t) \quad (2.13)$$

sendo i_{i1} a componente fundamental (frequência de linha f_{rede}) e i_{ih} a componente de ordem h ($f_h = h f_{rede}$). Estas componentes expressam a corrente de entrada i_i :

$$i_i(t) = \sqrt{2}I_{i1}\text{sen}(\omega t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{ih}\text{sen}(w_h t - \phi_h) \quad (2.14)$$

sendo ϕ_1 o ângulo formado entre a tensão senoidal de entrada u_i e i_{i1} (um valor positivo de ϕ_1 significa que o sinal temporal da corrente i_{i1} está atrasado em relação à tensão u_i). O

valor eficaz $I_{ieficaz}$ da corrente de entrada pode ser calculado por:

$$I_{ieficaz} = \sqrt{I_{i1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{ih}^2} \quad (2.15)$$

O índice que quantifica a distorção da forma de onda da corrente é chamado de Taxa de Distorção Harmônica (TDH). A componente distorcida i_{dis} da equação (2.13) é:

$$i_{dis}(t) = i_i(t) - i_{i1}(t) = \sum_{h \neq 1} i_{ih}(t) \quad (2.16)$$

Em termos de valor eficaz:

$$I_{dis} = \sqrt{I_i^2 - I_{i1}^2} = \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_{ih}^2} \quad (2.17)$$

O índice TDH da corrente é definido por:

$$\%TDH_i = 100 \frac{I_{dis}}{I_{i1}} = 100 \frac{\sqrt{I_i^2 - I_{i1}^2}}{I_{i1}} = 100 \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{ih}}{I_{i1}} \right)^2} \quad (2.18)$$

sendo que o índice sub-escrito i indica que a TDH refere-se à corrente.

O FP é uma relação entre as potências ativa (P_{in}) e aparente (S) de entrada. Como a tensão de entrada u_i é suposta puramente senoidal, a corrente de entrada é distorcida e que os valores médios das integrais com produto de componentes de frequências diferentes são individualmente zero, tem-se a potência de entrada P_{in} definida por:

$$P_{in} = U_{ieficaz} I_{i1} \cos(\phi_1) \quad (2.19)$$

e $\cos(\phi_1)$ é conhecido por Fator de Deslocamento entre as parcelas fundamentais da tensão e corrente de entrada.

Com a equação (2.20) pode-se determinar o FP :

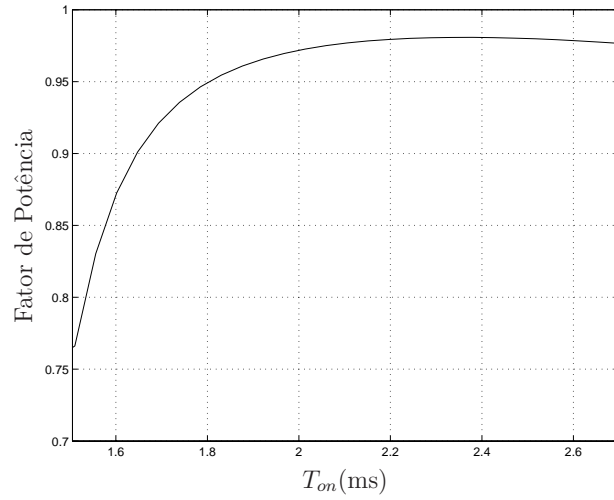
$$FP = \frac{P_{in}}{S} = \frac{U_{ieficaz} I_{i1} \cos(\phi_1)}{U_{ieficaz} I_{ieficaz}} = \frac{I_{i1}}{I_{ieficaz}} \cos(\phi_1) \quad (2.20)$$

A relação entre $\frac{I_{i1}}{I_{ieficaz}}$ é conhecida como Fator de Forma.

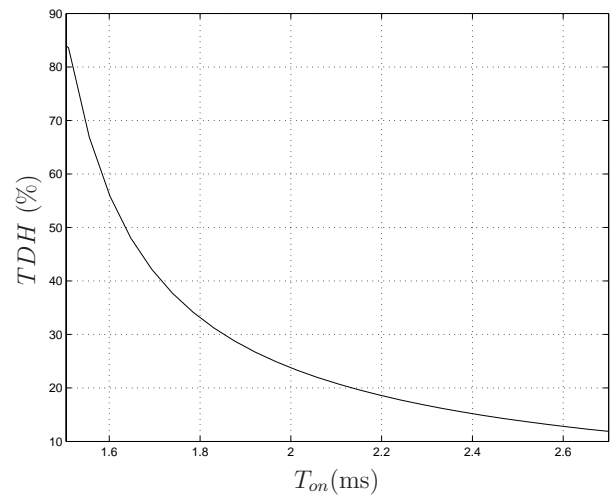
Em termos das equações (2.18) e (2.20), o FP pode ser expresso por:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH_i^2}} \cos(\phi_1) \quad (2.21)$$

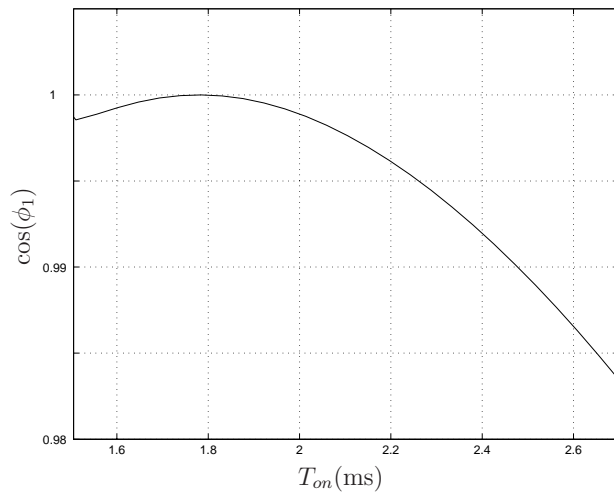
Os gráficos da figura 2.14 mostram o comportamento do FP , TDH , Fator de Deslocamento e Fator de Forma, respectivamente, para o circuito da figura 2.1(a) com os seguintes dados: $U_o=284$ V, $U_{ieficaz}=230$ V, $T_d=0$, $f_{rede}=50$ Hz e $P_o=2$ kW. Das figuras 2.14(a) e (c), para $T_{on} > 2,13$ ms (região onde as componentes harmônicas da corrente obedecem à norma), verifica-se que o FP é maior que 0,97, enquanto que o $\cos(\phi_1)$ é maior que 0,98.



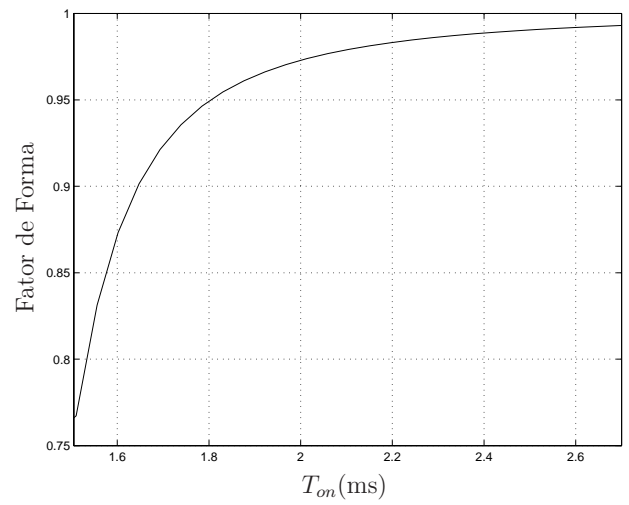
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.14: Comportamento do FP (a), TDH (%) (b), Fator de Deslocamento (c) e Fator de Forma (d).

2.3.5 Cálculo do Capacitor C

Para o dimensionamento do capacitor de saída C do circuito da figura 2.1 considera-se o circuito operando na região B (ver figura 2.8), ou seja, a corrente i_i anula-se próximo de $\frac{T}{2}$. A figura 2.15 ilustra o comportamento esperado da tensão u_o com relação à forma de onda de i_i considerada.

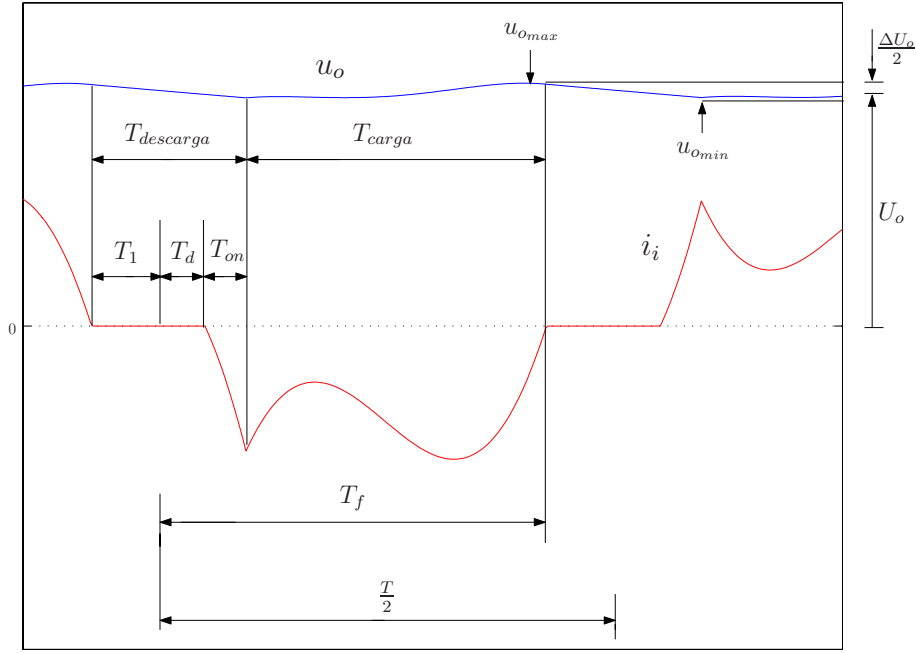


Figura 2.15: Formas de onda da corrente i_i e da tensão de saída u_o .

Sendo T_{carga} o tempo de carga e $T_{descarga}$ o tempo de descarga do capacitor C, uma aproximação usual é considerar o capacitor suficientemente grande ($\omega CR_L \gg 1$) de modo a poder linearizar os trechos de carga e descarga da tensão de “ripple” ΔU_o :

$$u_{omax} = U_o + \frac{\Delta U_o}{2} \implies U_o = u_{omax} - \frac{\Delta U_o}{2} \quad (2.22)$$

A tensão de “ripple” ΔU_o corresponde à variação da carga ΔQ_C do capacitor durante a carga e a descarga:

$$\Delta U_o = \frac{\Delta Q_C}{C} \quad (2.23)$$

Considerando que durante o tempo de descarga $T_{descarga}$ os diodos não estão conduzindo, e assumindo que a corrente drenada I_o pela carga seja constante, tem-se:

$$\Delta Q_C = I_o T_{descarga} \quad (2.24)$$

Substituindo a equação (2.24) na equação (2.23), obtém-se:

$$\Delta U_o = \frac{I_o T_{descarga}}{C} \quad (2.25)$$

Substituindo $I_o = \frac{P_o}{U_o}$, $T_{descarga} = T_1 + T_d + T_{on}$ e $T_1 = \frac{T}{2} - T_f$ na equação (2.25), determina-se a expressão para o cálculo do capacitor C:

$$C = \frac{P_o}{U_o \Delta U_o} \left[\frac{T}{2} - (T_f - T_d - T_{on}) \right] \quad (2.26)$$

Da equação (2.26) os valores P_o , U_o , ΔU_o (máximo valor - pico a pico - permitido em U_o), $\frac{T}{2}$ (semi-ciclo do sinal de entrada u_i), T_d e T_{on} são parâmetros especificados pelo projetista. Como o cálculo de T_f é complexo (equação (2.9)), pode-se estimar o valor de C eliminando os termos $(T_f - T_d - T_{on})$ da equação (2.26), neste caso, pode-se reescrevê-la da seguinte forma:

$$C \cong \frac{P_o}{U_o \Delta U_o} \frac{T}{2} \implies C \cong \frac{P_o}{2 f_{rede} U_o \Delta U_o} \quad (2.27)$$

O valor de C obtido pela equação (2.27) é maior quando comparado com o valor de C obtido pela equação (2.26), deste modo ΔU_o obtido nas simulações e implementações será menor que o valor especificado no projeto.

2.4 Considerações

O PFC com comutação em baixa frequência apresentado neste capítulo representa uma solução simples e barata para retificadores CA/CC para aplicações como eletrodomésticos de maior potência, da chamada “linha branca” (aparelhos de ar condicionado, máquinas de lavar roupa, etc.).

Em relação ao retificador passivo LC, tal estrutura apresenta um indutor de tamanho reduzido. O efeito “boost” introduzido pela comutação, permite a compensação da queda de tensão sobre o indutor, além de permite a regulação da tensão de saída contra variações na carga.

O projeto do retificador deve garantir que o conversor opere na região B. Conforme indicado na figura 2.8, considera-se os valores para $T_{on} \geq 1,5$ ms para os especificados dados de operação.

Verifica-se na figura 2.14(a) que o conversor, operando na região B, apresenta um FP maior que 0,97.

Capítulo 3

Outras Topologias

Este capítulo apresenta outra topologia, denominada **TOP2**, e suas variações topológicas, também utilizando a característica de comutação em baixa frequência.

3.1 Introdução

No capítulo 2 foi detalhado o comportamento do circuito indicado na figura 2.1(a), denominada de **TOP1**. Para este circuito a corrente de entrada apresenta no instante $T_d + T_{on}$ uma formato agudo (ver figura 2.6), o que contribui para o aumento das amplitudes das componentes harmônicas, principalmente as de ordem elevada, dificultando o cumprimento da norma IEC 61000-3-2. Formas mais suaves de corrente contribuem para a diminuição destas componentes, aumentando as diferenças entre as amplitudes das harmônicas e os limites impostos para equipamentos classe A, relacionados na norma. Deste modo pode-se utilizar filtros com indutâncias menores, eventualmente menos volumosos, para uma dada potência de saída.

3.2 Topologia 2

A figura 3.1 mostra o esquema do PFC [7]. Basicamente, consiste de uma ponte retificadora padrão com um filtro L-C, mais um circuito auxiliar formado de dois diodos D e

D_a , um interruptor S_a , um capacitor C_a e um indutor L_a . O comportamento do conversor pode ser melhor entendido com o auxílio da figura 3.2, que registra as principais formas de onda obtidas por simulação: tensão do capacitor auxiliar u_{Ca} , tensão da saída U_o , corrente da entrada retificada i_g e corrente através do indutor auxiliar i_{La} .

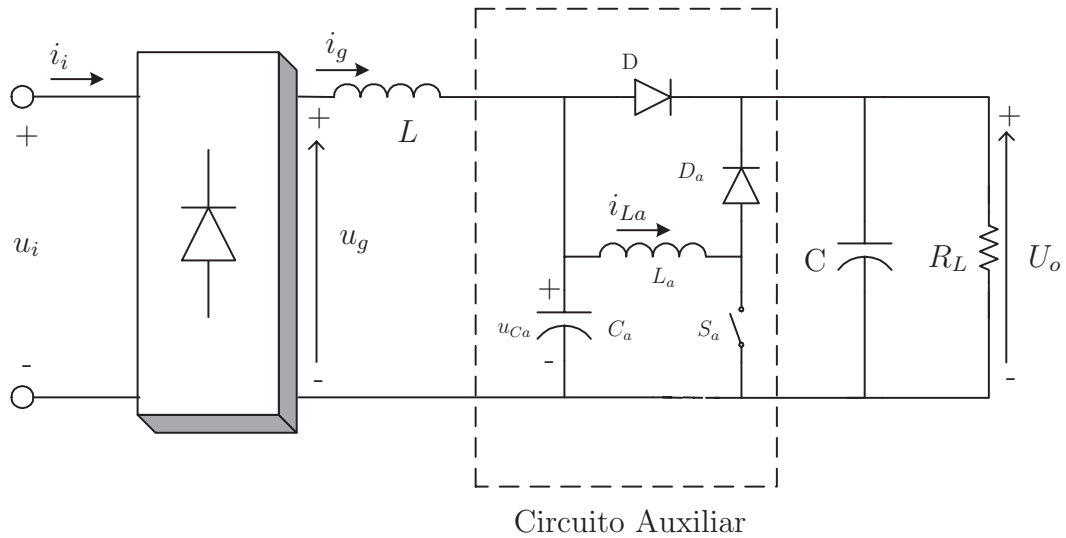


Figura 3.1: Retificador **TOP2** comutado em baixa frequência.

A análise pode ser dividida em duas partes: o intervalo $T_{on} + T_{off}$, no final do qual o capacitor auxiliar C_a está com a tensão U_1 , e o intervalo de ressonância $T_1 + T_2$, no qual tem-se a evolução da corrente de entrada. O sinal de comando do interruptor S_a pode ser aplicado em qualquer instante próximo ao cruzamento por zero da tensão de entrada u_i , e mantido por um intervalo T_{on} . Durante o intervalo T_{on} , o qual é relativamente pequeno comparado com o semi-ciclo da tensão u_i , o capacitor C_a , inicialmente carregado com a tensão U_o , é parcialmente descarregado através de L_a . Sendo a tensão sobre C_a ainda maior que a tensão de entrada, durante este intervalo, e o subsequente T_{off} , a corrente i_g permanece nula. Quando o interruptor é desligado, a corrente i_{La} flui para a saída através do diodo D_a , continuando com a descarga do capacitor auxiliar, até que i_{La} venha a zero (intervalo T_{off}). A corrente de entrada inicia-se no instante T_d quando a tensão de entrada for igual à tensão U_1 . Este instante antecipa o início da corrente quando comparado com o tempo natural de condução da ponte de diodos devido o valor de U_1 ser menor que U_o . Durante esta fase, o indutor de entrada L torna-se ressonante com o capacitor auxiliar, permanecendo D

bloqueado, contribuindo para a redução da derivada da forma de onda da corrente i_g como mostrado na figura 3.2. Quando, após o intervalo T_1 , a tensão u_{Ca} alcançar o valor da tensão de saída, o diodo D inicia a condução e agora o indutor de entrada torna-se ressonante com $C + C_a$. Neste sentido, o capacitor auxiliar pode ser considerado parte do filtro da tensão de saída. O intervalo T_2 termina quando a corrente de entrada se anula.

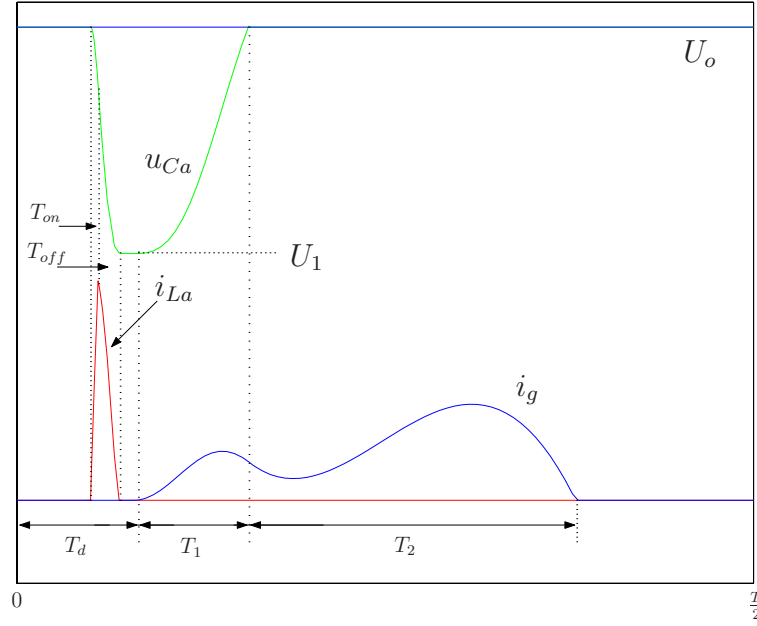


Figura 3.2: Principais formas de onda do retificador TOP2.

A tensão U_1 sobre o capacitor C_a no final do intervalo de descarga e também as correntes de pico através do interruptor auxiliar S_a e diodo D_a dependem somente dos valores do indutor e capacitor auxiliares e da largura do pulso T_{on} , isto é:

$$U_1 = U_o \left\{ 1 - \sqrt{2[1 - \cos(w_a T_{on})]} \right\} \quad (3.1)$$

$$\hat{i}_{La} = \hat{i}_{Sa} = \hat{i}_{Da} = \frac{U_o}{Z_a} \sin(w_a T_{on}) \quad (3.2)$$

com $w_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}}$ e $Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$;

Similarmente ao circuito da topologia 1 (ver figura 2.1(a)) [3, 6], o interruptor S_a é submetido a um esforço de tensão igual a U_o .

A corrente de entrada da topologia 2 depende, além do indutor de entrada L , da frequência de ressonância $w_r = \frac{1}{\sqrt{LC_a}}$ e da tensão U_1 sobre o capacitor C_a no final do intervalo $T_{on} + T_{off}$.

Uma detalhada descrição das equações das formas de onda do conversor é apresentada na seção (3.2.1).

Observa-se que a alta derivada na corrente no interruptor pode, potencialmente, trazer problemas de IEM.

3.2.1 Modelamento Matemático

Para determinar as equações da corrente de entrada durante os diferentes intervalos de tempo no semi-ciclo do sinal u_i serão usadas como referências as figuras 3.2 e 3.3. Para as equações a seguir assume-se que durante a descarga do capacitor C_a ($T_{on} + T_{off}$) a corrente de entrada permanece em zero até que a tensão de entrada retificada u_g seja maior que u_{C_a} . Além disso o capacitor de saída é considerado grande o suficiente para manter constante a tensão de saída. A tensão de entrada retificada é dada por: $u_g(t) = \hat{U}_g |\sin(w_i t)|$

1) Intervalo de Descarga do Capacitor Auxiliar:

a) $0 \leq t \leq T_{on}$:

A ressonância entre C_a e L_a é dada por:

$$i_{L_a}(t) = \frac{U_o}{Z_a} \sin(w_a t) \quad (3.3)$$

$$u_{C_a}(t) = U_o \cos(w_a t) \quad (3.4)$$

$$\text{com } w_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} \text{ e } Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}}$$

b) $T_{on} \leq t \leq T_{on} + T_{off}$:

C_a continua a descarregar até a corrente i_{L_a} zerar.

$$i_{L_a}(t) = I_{a0} \cos[w_a(t - T_{on})] - \frac{U_o - U_{a0}}{Z_a} \sin[w_a(t - T_{on})] \quad (3.5)$$

$$u_{Ca}(t) = U_o - Z_a I_{a0} \text{sen}[w_a(t - T_{on})] - (U_o - U_{a0}) \cos[w_a(t - T_{on})] \quad (3.6)$$

e as condições iniciais I_{a0} e U_{a0} são dadas por:

$$I_{a0} = \frac{U_o}{Z_a} \text{sen}(w_a T_{on}) \quad (3.7)$$

$$U_{a0} = U_o \cos(w_a T_{on}) \quad (3.8)$$

O intervalo T_{off} pode ser calculado fazendo a equação (3.5) igual a zero, isto é:

$$T_{off} = \frac{1}{w_a} \text{tg}^{-1} \left[\frac{\text{sen}(w_a T_{on})}{1 - \cos(w_a T_{on})} \right] \quad (3.9)$$

A tensão através de C_a no final do intervalo $T_{on} + T_{off}$ é dada por:

$$U_1 = U_o \left\{ 1 - \sqrt{2[1 - \cos(w_a T_{on})]} \right\} \quad (3.10)$$

2) Segundo Intervalo de Ressonância:

$$\underline{T_d \leq t \leq T_d + T_1:}$$

Este intervalo inicia em $t = T_d$ quando a tensão da entrada retificada vem a ser igual à tensão U_1 , isto é:

$$\begin{aligned} i_g(t) = \frac{U_1}{w_i L} \left(\frac{1}{\alpha^2 - 1} \right) \sqrt{\left(\frac{\hat{U}_g}{U_1} \right)^2 - 1} \{ \cos[w_i(t - T_d)] - \cos[w_r(t - T_d)] \} + \\ - \frac{U_1}{w_i L} \left(\frac{1}{\alpha^2 - 1} \right) \left\{ \text{sen}[w_i(t - T_d)] - \frac{1}{\alpha} \text{sen}[w_r(t - T_d)] \right\} \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}
u_{Ca}(t) = & U_1 + U_1 \left(\frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \right) \sqrt{\left(\frac{\hat{U}_g}{U_1} \right)^2 - 1} \{ \text{sen} [w_i(t - T_d)] \} + \\
& - U_1 \left(\frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \right) \sqrt{\left(\frac{\hat{U}_g}{U_1} \right)^2 - 1} \{ \text{sen} [w_r(t - T_d)] \} + \\
& - U_1 \left(\frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \right) \left\{ [1 - \cos(w_i(t - T_d))] - \frac{1}{\alpha^2} \cos[w_r(t - T_d)] \right\}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

com $w_r = \frac{1}{\sqrt{LC_a}}$ e $\alpha = \frac{w_r}{w_i}$. Este intervalo termina quando a tensão sobre o capacitor auxiliar C_a alcança o valor da tensão de saída, isto é: $u_{Ca}(T_d + T_1) = U_o$. O valor da corrente de entrada para este instante será indicado por I_{g0} .

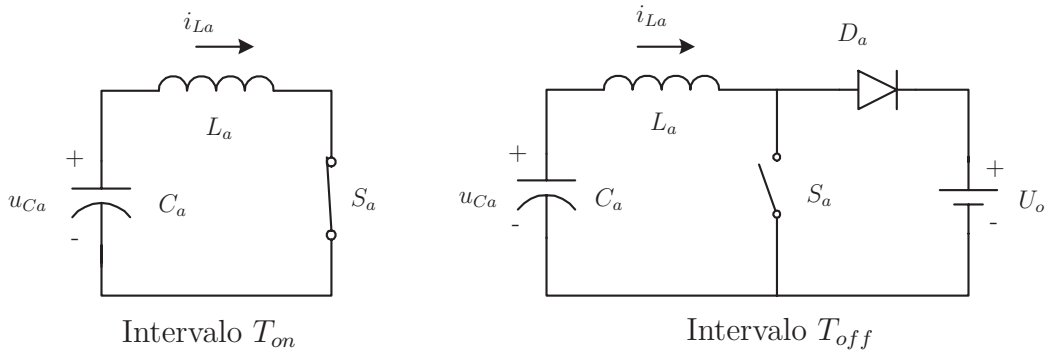
3) Intervalo da Ressonância Principal:

$$\underline{T_d + T_1 \leq t \leq T_d + T_1 + T_2:}$$

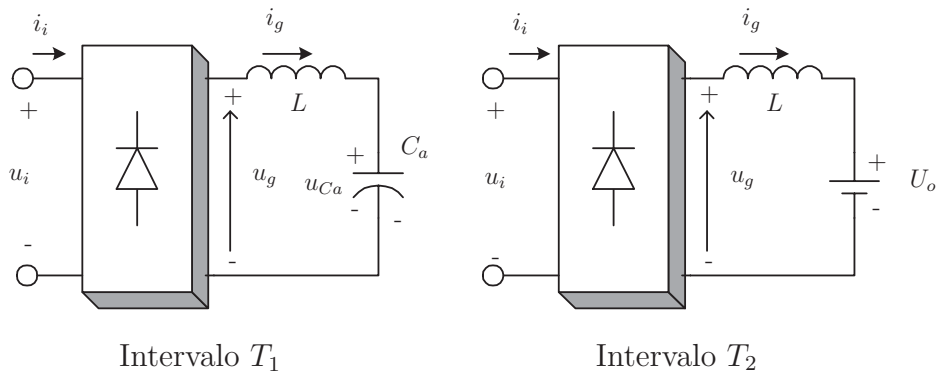
$$i_g(t) = I_{g0} + \frac{\hat{U}_g}{w_i L} \left\{ \cos[w_i(T_d + T_1)] - \cos(w_i t) - \frac{U_o}{\hat{U}_g} w_i(t - T_d - T_1) \right\} \tag{3.13}$$

Depois do intervalo T_2 , a corrente de entrada anula-se e permanece em zero até o próximo semi-ciclo da tensão u_g .

Quando a corrente vem a zero os diodos deixam de conduzir e a energia é entregue à carga somente pelo capacitor de saída.



(a)



(b)

Figura 3.3: Subtopologias do conversor TOP2. a) Intervalo de descarga do capacitor C_a ($T_{on} + T_{off}$); b) Intervalo de ressonância $T_1 + T_2$.

3.3 Considerações de Projeto

A escolha dos parâmetros do conversor depende dos objetivos do projetista. Se a meta é atender à norma IEC 61000-3-2 sem se preocupar com a regulação da tensão de saída, então o mínimo valor de T_{on} deve ser usado, desde que não afete fortemente o tamanho do indutor auxiliar L_a e a corrente de pico no interruptor S_a e diodo D_a , como pode ser visto pela equação (3.2). Por outro lado, usando valores maiores de T_{on} aumenta-se o efeito “boost”, aumentando a regulação da tensão de saída contra variações na carga e na linha. O critério utilizado para a seleção dos parâmetros do circuito será o mínimo tamanho e os menores esforços dos elementos ativos, a fim de atender a norma.

3.3.1 Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada

A forma de onda da corrente de entrada é influenciada por três fatores principais: valor do indutor de entrada L , valor do capacitor auxiliar C_a , o qual estabelece a frequência de ressonância durante o intervalo T_1 e a tensão residual U_1 sobre o capacitor C_a no final do processo de descarga. Os efeitos destes diferentes fatores combinados dificultam a determinação de uma correlação com o espectro da corrente de entrada. A simulação deve ser usada para verificar o desempenho do projeto proposto.

O efeito do capacitor C_a pode ser analisado observando a figura 3.4, a qual mostra a forma de onda da corrente de entrada e o correspondente espectro para diferentes valores do parâmetro α para uma potência de saída e tensão normalizada $U_{1N} = \frac{U_1}{U_o}$ constantes. Como pode-se observar, elevados valores de C_a (menor α) causam menores amplitudes das componentes harmônicas, exceto para a terceira e nona, junto com o menor valor da corrente de pico. Verifica-se, na curva com $\alpha = 5$, que a terceira harmônica está no limite, com isso, para α menor, e mesmas condições de operação, implica na desobediência da norma. Altos valores de C_a provocam elevado esforço de corrente no interruptor e diodo auxiliares, a U_{1N} constante, visto que o esforço de corrente é proporcional à raiz quadrada de C_a (de (3.1) e (3.2)).

A figura 3.5 mostra os resultados de simulações para diferentes valores de U_{1N} para potência de saída e parâmetros do conversor constantes. O valor da tensão U_1 é modificado

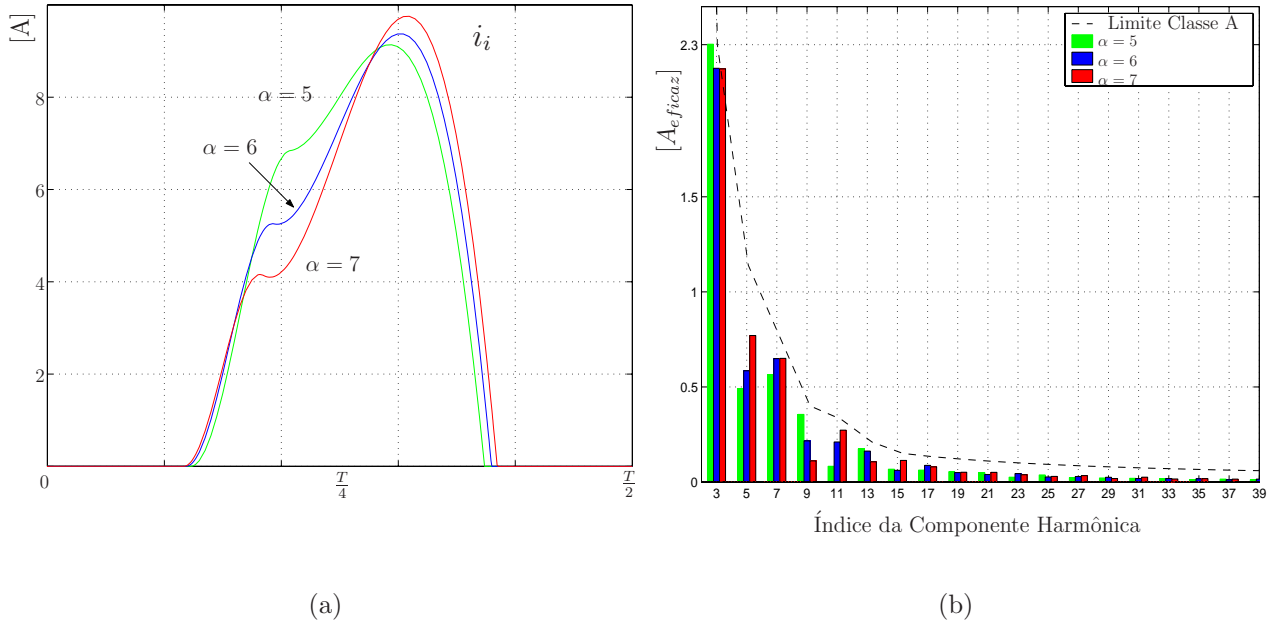


Figura 3.4: Efeito da variação do capacitor C_a . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Espectro da corrente de entrada. $[U_{ieficaz}=230\text{ V}, P_o=900\text{ W}, L=6\text{ mH}, L_a=1\text{ mH}, U_{1N}=0,72, C_{\alpha=5}=68\mu\text{F} (T_{on}=73\mu\text{s}), C_{\alpha=6}=47\mu\text{F} (T_{on}=61\mu\text{s}) \text{ e } C_{\alpha=7}=35\mu\text{F} (T_{on}=52\mu\text{s})]$.

alterando o tempo de condução da chave. Diminuindo U_1 tem-se a redução do tempo morto T_d bem como a redução da terceira, nona e décima terceira componentes harmônicas, enquanto outras componentes aumentam, principalmente a quinta e sétima. O pico da corrente de entrada também diminui. De qualquer forma, somente a forma de onda correspondente a $U_{1N} = 0,7$ atende a norma. Além disso, pequenos valores de U_1 significam maiores valores de T_{on} e conseqüentemente maior esforço de corrente sobre o interruptor e diodo auxiliar.

De ambas as figuras 3.4 e 3.5, pode-se verificar que a proposta da estrutura de chaveamento é modificar a forma de onda da corrente de entrada quando comparada com a forma de onda do retificador com filtro padrão L-C, provocando a diminuição da amplitude da terceira harmônica abaixo do limite estabelecido pela norma IEC 61000-3-2 sem excessivo aumento das amplitudes das outras componentes e com mínimo tamanho dos componentes magnéticos.

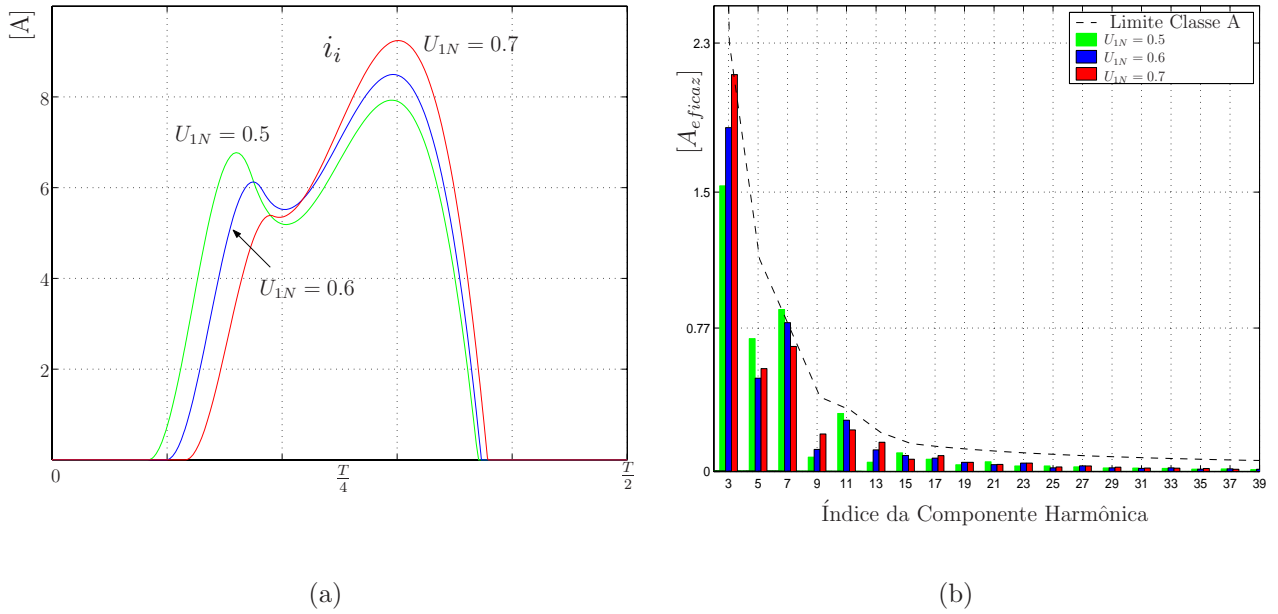


Figura 3.5: Efeito da variação da tensão U_{1N} . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Espectro da corrente de entrada. $[U_{ieficaz}=230 \text{ V}, P_o=900 \text{ W}, L=6 \text{ mH}, L_a=1 \text{ mH}, C_{\alpha=6} = 47\mu F, T_{onU_{1N}=0,5} = 109\mu s, T_{onU_{1N}=0,6} = 87\mu s \text{ e } T_{onU_{1N}=0,7} = 65\mu s]$.

3.3.2 Seleção de L_a

Sendo um objetivo deste trabalho fornecer uma solução que atenda às normas com um reduzido volume dos componentes magnéticos em relação a solução anterior, o valor de T_{on} será mantido tão pequeno quanto possível a fim de não afetar o tamanho do indutor auxiliar e não provocar excessivo esforço de corrente no interruptor e diodo auxiliares, como pode ser visto pela equação (3.2).

O indutor auxiliar é escolhido em função da máxima corrente que o interruptor S_a pode suportar.

$$K_{La} = L_a I_{Lapico} I_{Laeficaz} \quad (3.14)$$

na qual I_{Lapico} e $I_{Laeficaz}$ são os valores de pico e eficaz da corrente através do indutor L_a .

O comportamento do coeficiente K_{La} , definido pela equação (3.14), está registrado na figura 3.6 para três diferentes valores da tensão U_1 , mostrando um aumento monotônico com o valor da indutância L_a e uma forte dependência com o valor da tensão U_1 , como já mencionado.

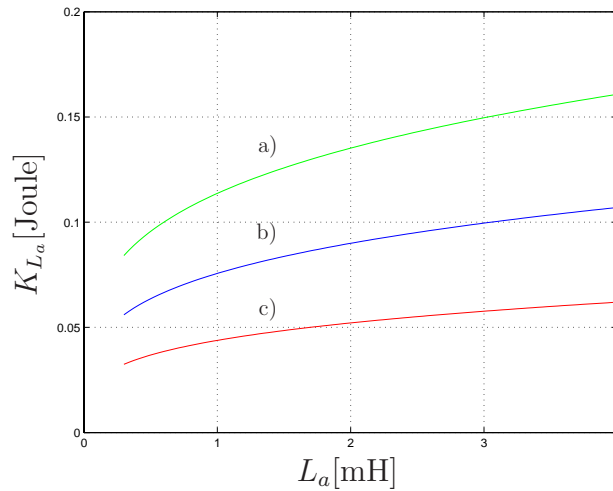


Figura 3.6: Coeficiente K_{La} como função do valor do indutor auxiliar. a) $U_{1N}=0,5$; b) $U_{1N}=0,6$; c) $U_{1N}=0,7$. [$U_{ieficaz}=230$ V, $P_o=900$ W].

3.3.3 Seleção do Capacitor de Saída C

Para a seleção do valor do capacitor de saída, pode-se usar o valor obtido pela análise aproximada da clássica ponte retificadora+filtro capacitivo, isto é:

$$C = \frac{\pi P_o}{\omega_i U_o \Delta U_o} \quad (3.15)$$

sendo ΔU_o é o máximo “ripple” permitido na tensão de saída (pico-a-pico). Note que, devido ao aumento do ângulo da condução do diodo, causado pelo filtro indutivo e a operação da estrutura de chaveamento, o “ripple” efetivo na tensão de saída será menor que o valor estabelecido no projeto.

3.4 Variações Topológicas da Estrutura TOP2

Nesta seção, diferentes circuitos derivados da topologia **TOP2** e descritos na literatura são apresentados. A primeira meta deve ser atender às normas com mínimo volume dos componentes magnéticos. Porém, outros aspectos devem ser considerados na escolha de uma topologia para uma dada aplicação, isto é, complexidade do circuito, esforços de corrente e tensão nos componentes, etc. [5]. As topologias serão apresentadas em caráter de informação sem a preocupação de apresentação das formas de onda e modelamento matemático.

3.4.1 Topologia 3 (TOP3)

A primeira tentativa para reduzir o volume dos componentes magnéticos indicados na topologia 2 foi enrolar os dois indutores no mesmo núcleo magnético como mostrado na figura 3.7 (TOP3). Inicialmente será omitido o uso do interruptor série S_i . O acoplamento dos dois indutores impõe uma restrição no circuito estudado a fim de ter o comportamento similar ao do retificador original indicado pela topologia 2: a tensão de saída deve ser sempre maior que o valor de pico da tensão de entrada. Na realidade, durante o intervalo da ressonância principal T_2 (ver figura 3.2), a tensão u_{Li} sobre o enrolamento N_i é a diferença entre as tensões de entrada e saída. Se a diferença for positiva, o diodo D_a polariza-se diretamente, causando uma alta distorção da corrente de entrada. A necessidade de um alto valor da tensão de saída exige do conversor um alto efeito “boost” o qual aumenta os esforços de corrente e tensão dos componentes. Outra limitação vem da análise do intervalo de descarga. Durante T_{on} , graças ao acoplamento magnético, a tensão u_g é igual a $u_{Ca}(1 - n)$ $\left(n = \frac{N_i}{N_a}\right)$ e este valor deve ser maior que a tensão u_i para evitar que a ponte de diodos conduza neste intervalo. Por exemplo, impondo $u_g > U_{gmin}$, a seguinte restrição é imposta sobre a relação de espiras n , isto é:

$$n < 1 - \frac{U_{gmin}}{u_{Ca}(T_{on})} \quad (3.16)$$

e $u_{Ca}(T_{on})$ é a tensão sobre C_a no final do intervalo de condução do interruptor S_a . Isto significa que N_a deve ser maior que N_i , limitando o valor do indutor auxiliar L_a e aumentando

o volume magnético (note que o circuito original TOP2 já tem um indutor auxiliar menor que o indutor da entrada). Este problema pode ser superado inserindo um interruptor série de entrada, o qual mantém a corrente de entrada nula durante o intervalo de descarga $T_{on} + T_{off}$. Tal interruptor (S_i na figura 3.7) pode ser facilmente implementado utilizando-se um tiristor (SCR) ou, alternativamente, dois diodos da ponte podem ser trocados por dois tiristores (ponte retificadora semi-controlada), desde que a corrente de entrada venha para zero em cada semi-ciclo.

Conclusão, para ser capaz de usar somente um elemento magnético, deve-se aumentar a complexidade do circuito a fim de se evitar o acréscimo dos esforços nos componentes, provocados pelo alto efeito “boost”.

O coeficiente K fornece uma idéia do comportamento do volume dos componentes magnéticos:

$$K_{TOP3} = L_i \max \left\{ \frac{I_{Lapico}}{n}, I_{gpico} \right\} \left(I_{geficaz} + \frac{I_{Laefficaz}}{n} \right) \quad (3.17)$$

Foram distinguidos os casos nos quais a máxima densidade de fluxo no núcleo ocorre durante o intervalo de descarga $T_{on} + T_{off}$ (no enrolamento N_a) ou durante a ressonância principal $T_1 + T_2$ (no enrolamento N_i). Tal expressão é para ser comparada com a do circuito original (3.18): se for considerado o mesmo componente e valores de correntes (o qual não é verdade devido ao alto valor da tensão de saída necessário em TOP3) é fácil ver que K_{TOP3} é sempre maior que K_{TOP2} .

$$K_{TOP2} = K_L + K_{La} = LI_{gpico}I_{geficaz} + L_a I_{Lapico} I_{Lefficaz} \quad (3.18)$$

Analisando o comportamento da corrente de entrada do circuito no caso da reversão da polaridade do acoplamento magnético, durante o intervalo T_2 o diodo D está conduzindo, quando $u_g(\theta)$ torna-se menor que a tensão de saída, u_{La} torna-se negativa polarizando o diodo D_a e causando uma diferente evolução da corrente de entrada. Isto afeta fortemente o conteúdo harmônico da corrente de entrada, tornando tal solução inadequada.

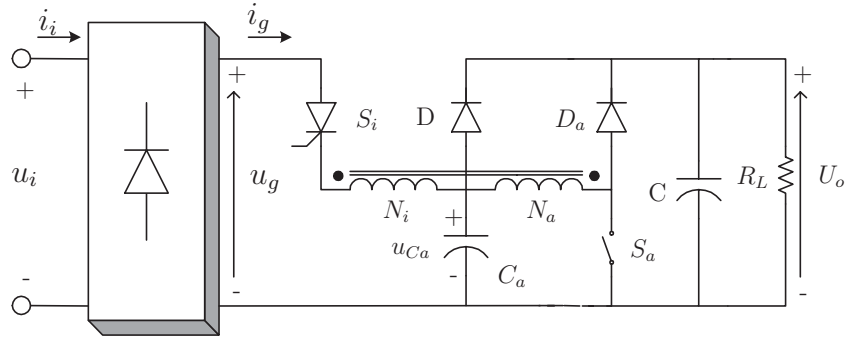


Figura 3.7: Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP3).

3.4.2 Topologia 4 (TOP4)

A redução do tamanho do conversor pode, à primeira vista, ser esperada se o mesmo indutor da entrada for usado para descarga do capacitor auxiliar. Este objetivo é alcançado no circuito mostrado na figura 3.8. Neste caso, o uso do interruptor S_i é obrigatório de modo a evitar o curto-circuito da ponte de diodos durante o intervalo de descarga. As formas de onda do conversor são as mesmas da topologia TOP2 (ver figura 3.2). A diferença é que a tensão de saída deve ser maior que o valor de pico da tensão da entrada a fim de evitar a condução do diodo D_a durante o intervalo $T_1 + T_2$. O alto valor do indutor usado no processo de descarga reduz o esforço de corrente no interruptor S_a e no capacitor C_a . De qualquer forma, um grau de liberdade é perdido na escolha do valor do indutor de descarga o qual poderia ser usado para impor a tensão residual U_1 sobre C_a (ver equação (3.10)). Visto que o mesmo indutor é usado para o processo de descarga e para a ressonância principal, a corrente eficaz sobre o indutor aumenta. O coeficiente K pode ser calculado por:

$$K_{TOP4} = LI_{Lpico}I_{Lefficaz} \quad (3.19)$$

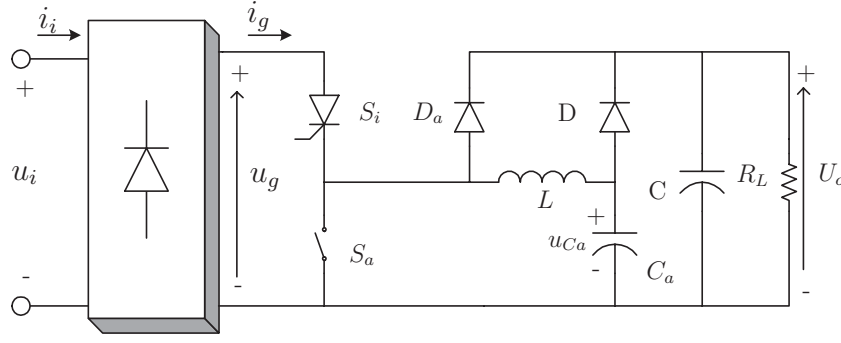


Figura 3.8: Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP4).

3.4.3 Topologia 5 (TOP5)

Um modo de recuperar o grau de liberdade na escolha do valor do indutor de descarga é usar um indutor com derivações como mostrado na figura 3.9. Aqui, somente o enrolamento N_a é envolvido no processo de descarga, enquanto a indutância total (correspondente a $N_i + N_a$) contribui para a limitação da derivada da corrente de entrada (note a troca entre o interruptor S_a e o capacitor C_a referente a TOP3). Sendo $n = \frac{N_i}{N_a}$, o coeficiente K do indutor é dado por:

$$K_{TOP5} = \frac{L}{1+n} \max \left\{ \frac{I_{Lapico}}{1+n}, I_{gpico} \right\} \left(n I_{geficaz} + \sqrt{I_{geficaz}^2 + I_{Laeficz}^2} \right) \quad (3.20)$$

Esta expressão leva em conta a possibilidade de que o máximo fluxo no núcleo ocorra durante a fase de descarga (no enrolamento N_a) em vez da fase de ressonância (nos enrolamentos $N_i + N_a$).

Para prevenir a condução do diodo D_a durante o intervalo $T_1 + T_2$, a tensão de saída deve ser maior que o valor de pico da tensão de entrada. Na realidade, a tensão sobre o diodo durante este intervalo é dada por:

$$U_{Da} = u_{Ca} + \frac{u_g - u_{Ca}}{1+n} - U_o \quad (3.21)$$

Para U_{Da} ser negativo n deve ser tal que:

$$n > \frac{u_g - U_o}{U_o - u_{Ca}} \quad (3.22)$$

que é satisfeito somente se $U_o > U_{gpico}$.

O interruptor S_i é ainda necessário visto que durante o intervalo T_{on} a tensão sobre o enrolamento N_i (u_{Li}) vem a ser igual a $-nu_{Ca}$, levando à condução o diodo D_a .

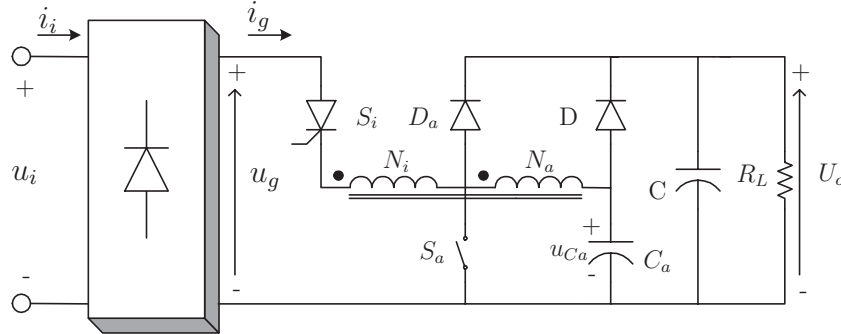


Figura 3.9: Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP5).

3.4.4 Topologia 6 (TOP6)

Em todos os circuitos anteriores, a restrição sobre o valor da tensão de saída provoca um aumento de esforço de corrente e tensão sobre os componentes. O circuito mostrado na figura 3.10 tenta resolver este problema separando os dois enrolamentos: no primeiro intervalo de descarga T_{on} a corrente flui no enrolamento N_i , enquanto durante o intervalo T_{off} a corrente transfere-se para o enrolamento N_a entregando a energia magnética para a saída. Durante $T_1 + T_2$, a tensão sobre o diodo auxiliar u_{Da} é agora dada por:

$$U_{Da} = \frac{u_g - u_{Ca}}{n} - U_o \quad (3.23)$$

O diodo D_a permanece desligado se $U_{Da} < 0$, logo:

$$n > \frac{u_g - u_{Ca}}{U_o} \quad (3.24)$$

o que determina a relação de espiras adequada. O principal obstáculo é que, ao contrário do que acontece nos circuitos anteriores, o capacitor C_a é descarregado somente durante o intervalo T_{on} , reduzindo a efeito “boost” do conversor, o qual pode ser recuperado somente com valores maiores de T_{on} .

O coeficiente K do indutor é dado por:

$$K_{TOP6} = L_i \max \{I_{Nipico}, I_{gpico}\} \left(\sqrt{I_{geficaz}^2 + I_{Nieficaz}^2} + \frac{I_{Naeficaz}}{n} \right) \quad (3.25)$$

e i_{Ni} e i_{Na} são as correntes de descarga durante T_{on} e T_{off} nos respectivos enrolamentos. Na expressão (3.25) a relação $I_{Nipico} = \frac{I_{Napico}}{n}$ é válida.

Outro obstáculo do circuito da figura 3.10 é o aumento do esforço de tensão sobre o interruptor S_a quando comparado com todas as topologias anteriores, nas quais foram limitadas pela tensão de saída. Na realidade, durante o intervalo T_{off} tem-se:

$$u_{S_a} = nU_o + U_1' \quad (3.26)$$

e U_1' é a tensão residual sobre C_a no final do intervalo T_{on} (o valor de U_1' é maior que U_1 mostrado na figura 3.2). Além disso, permanece a necessidade do emprego do interruptor série S_i .

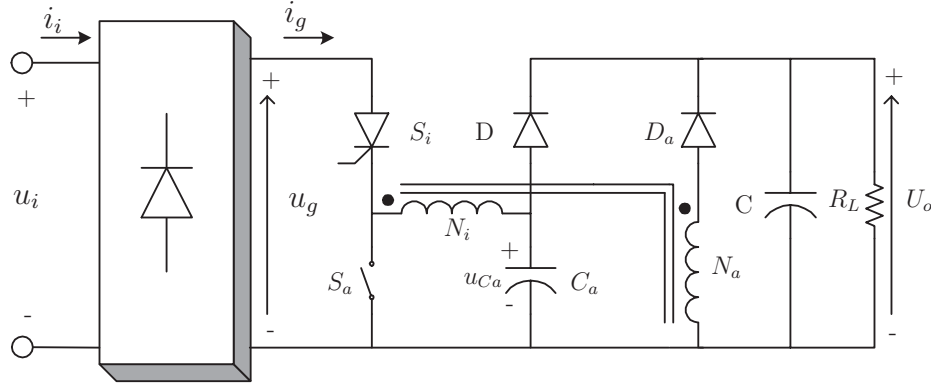


Figura 3.10: Variação topológica do retificador indicado em [7] (TOP6).

3.4.5 Comparação entre Algumas Topologias Analisadas

Alguns dos retificadores apresentados anteriormente têm revelado desempenhos inferiores quando comparados com outras topologias, assim não serão considerados nesta comparação. Este é o caso do circuito TOP3 (ver seção correspondente). O circuito TOP5 pode ser considerado uma generalização do circuito TOP4, visto que para $n=0$ TOP5 torna-se igual a

TOP4. Os circuitos restantes merecem maior análise, visto que, por alguns aspectos, podem ser preferidos ao invés do retificador original com indutor separado (TOP2).

As tabelas 3.1 e 3.2 mostram resultados de simulações das seguintes estruturas: retificador com filtro passivo LC, TOP1, TOP2, TOP5 e TOP6. Em todos os casos garante-se o atendimento à norma IEC 61000-3-2. A potência de saída considerada foi 900 W. Nas tabelas, as seguintes informações são registradas: tensão de saída (U_o), valor do indutor L , indutor utilizado no intervalo de descarga (L_a) (para TOP6 L_a é um enrolamento separado), valores de pico e eficaz da corrente na saída da ponte de diodos (I_{gpico} , $I_{geficaz}$), os valores de pico e eficaz da corrente de descarga (I_{Lapico} , $I_{Laefficaz}$), que também representam o esforço de corrente através do interruptor S_a , o coeficiente K do indutor, distorção harmônica total (TDH), fator de deslocamento fundamental ($\cos(\phi_1)$) e o fator de potência (FP).

Tabela 3.1: Comparação entre os retificadores LC, TOP1, TOP2, TOP5 e TOP6: tensão de saída e valores de pico e eficaz das correntes através dos indutores. As topologias operam com $P_o=900$ W e $U_{iefficaz}=230$ V.

| Topologia | U_o [V] | L [mH] | L_a [mH] | I_{gpico} [A] | $I_{gefficaz}$ [A] | I_{Lapico} [A] | $I_{Laefficaz}$ [A] |
|-----------|--------------|-------------|---------------|--------------------|-----------------------|---------------------|------------------------|
| LC | 258 | 19 | | 9,77 | 5,13 | | |
| TOP1 | 287,4 | 10 | | 9,88 | 4,82 | | |
| TOP2 | 310 | 6 | 1 | 9,64 | 4,62 | 19,5 | 2,61 |
| TOP5 | 325,8 | 6,5 | 1 | 8,91 | 4,56 | 34,7 | 4,88 |
| TOP6 | 304,1 | 5,3 | 1 | 10,03 | 4,68 | 17,4 | 1,87 |

Fonte: Referências [5] e [7].

Tabela 3.2: Comparação entre os retificadores LC, TOP1, TOP2, TOP5 e TOP6: volume e fator de potência. As topologias operam com $P_o=900$ W e $U_{ieficaz}=230$ V.

| Topologia | $K_L + K_{La}$ [mJ] | TDH | $\cos(\phi_1)$ | FP |
|-----------|------------------------|-------|----------------|-------|
| LC | 953 | 0,517 | 0,859 | 0,763 |
| TOP1 | 476 | 0,395 | 0,859 | 0,799 |
| TOP2 | 318 | 0,623 | 0,992 | 0,842 |
| TOP5 | 477 | 0,577 | 0,991 | 0,858 |
| TOP6 | 648 | 0,629 | 0,988 | 0,836 |

Fonte: Referências [5] e [7].

3.5 Considerações

Os diferentes retificadores com comutação em baixa frequência apresentados neste capítulo, atendem as especificações da norma IEC 61000-3-2 com um indutor menor quando comparado com o filtro padrão LC e TOP1 (ver tabela 3.1).

Verifica-se na tabela 3.2 que a topologia TOP2 é a que implica em menor valor do parâmetro K , o que indica, em princípio, o menor volume do elemento magnético. Entretanto, tecnologicamente, os esforços de corrente no circuito auxiliar e componentes adicionais necessários devem ser considerados.

A alta derivada na corrente através do interruptor auxiliar S_a pode, possivelmente, provocar problemas de IEM.

Capítulo 4

Uma Nova Topologia de Retificador com Comutação em Baixa Frequência

Este capítulo apresenta o modelamento matemático e estabelece metodologias de projeto de uma outra topologia que não fora previamente apresentada na literatura. Desenvolveu-se uma estratégia de controle a fim de garantir a regulação da tensão de saída na presença de distúrbios da tensão de entrada ou da carga.

4.1 Introdução

O conversor apresentado na figura 4.1 refere-se à topologia selecionada para o qual serão aprofundados os estudos. Tal estrutura foi derivada da aplicação trifásica explorada em [8, 9, 10].

As topologias TOP2 a TOP6 apresentam desvantagem no que diz respeito à quantidade de componentes e considerações quanto à relação de espiras (n), tensão de saída (U_o), complexidade do circuito e esforços de tensão e corrente. Quanto à topologia TOP1: a forma de onda da corrente de entrada i_i apresenta, na transição da chave S, um formato agudo o que contribui para o aumento das amplitudes das componentes harmônicas de alta frequência indo de encontro aos limites estabelecidos pela norma IEC 61000-3-2.

A topologia **TOP7** (figura 4.1) representa uma estrutura com comutação na frequência da

tensão de entrada retificada, a qual é capaz de melhorar o FP e a regulação da tensão de saída dos retificadores com filtros passivos L-C. O efeito “boost”, introduzido pela comutação, permite a compensação da queda de tensão sobre o filtro indutivo, de forma que pode-se alcançar uma tensão de saída maior que o valor de pico da tensão de entrada [8].

Além disso, em relação à topologia TOP1 [3, 6], o circuito proposto permite atender a norma IEC 61000-3-2 com um reator de menor valor de indutância.

A topologia proposta tem as seguintes características:

- O **circuito auxiliar**, utilizado na comutação, pode ser aplicado em retificadores passivos com filtro L-C, sem necessidade de alterar o conversor original;
- Maior FP em relação aos retificadores convencionais L-C;
- Natural proteção contra curto-circuitos, pois a condução permanente de S não coloca o retificador em curto;
- Possibilidade de executar boa regulação da tensão de saída para uma ampla variação da carga e tensão de entrada;
- Menor valor do indutor necessário para atender à IEC 61000-3-2 em relação a TOP1;
- Não existe diodo adicional no caminho da corrente da fonte para a carga.

Como desvantagem tem-se a necessidade de um interruptor bidirecional em tensão e corrente e o fato do sinal de comando, para estes interruptores, ser isolado do terra da fonte CA e da carga.

4.1.1 Princípios de Operação

Um retificador monofásico com filtro passivo L- C_L é mostrado na figura 4.1 junto com o circuito auxiliar proposto para comutação na frequência da tensão de entrada retificada. Tal circuito auxiliar é composto por um interruptor S e capacitores C_1 e C_2 . A operação do circuito é descrita com auxílio da figura 4.2, que mostra as formas de ondas da corrente de

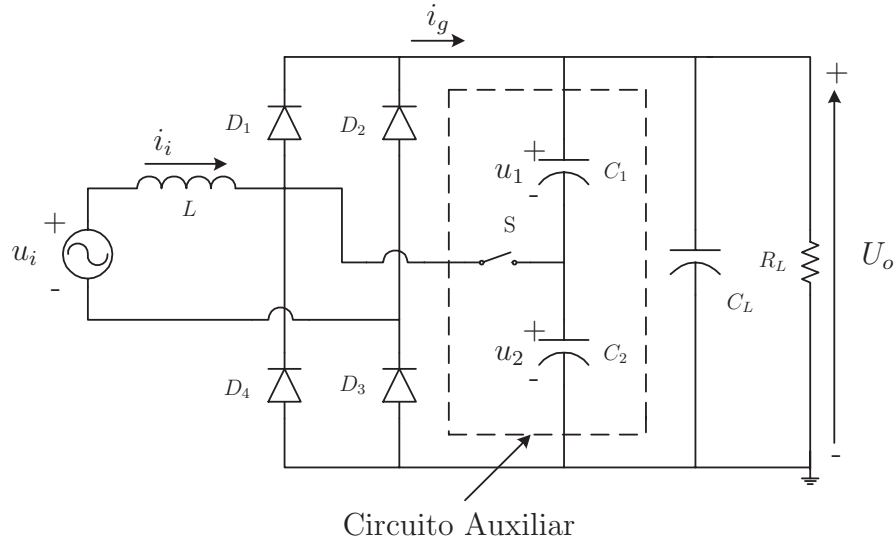


Figura 4.1: Esquema do retificador com filtro passivo L- C_L e circuito auxiliar (TOP7).

entrada i_i e a tensão u_2 para o semi-ciclo positivo da tensão u_i , junto com o sinal de comando u_{gate} do interruptor S.

Como pode ser visto, duas situações diferentes podem ocorrer, dependendo da tensão inicial U_{20} sobre o capacitor C_2 , como ilustrado nas figuras 4.2(a), onde $U_{20} = 0$ e 4.2(b), onde $U_{20} \neq 0$.

Para análise do circuito, desconsiderou-se o “ripple” da tensão de saída U_o .

a) Intervalo de Ressonância $\theta_1 < \theta < \theta_2$

O interruptor S é ligado, pelo circuito de controle, com um tempo de atraso θ_d em relação ao instante em que a tensão de entrada cruza o zero: se a tensão inicial U_{20} sobre o capacitor C_2 é zero ou menor que a tensão de entrada para este instante, o intervalo de ressonância entre o indutor de entrada L e a capacitância equivalente $C_1 + C_2 = 2C$ ($C_1 = C_2 = C$) é iniciado (estes são os casos considerados nas figuras 4.2(a) e 4.2(b)). Neste caso, o instante inicial θ_1 , em que a corrente de entrada se inicia, coincide com θ_d . Por outro lado, se no instante θ_d a tensão de entrada é menor que a tensão inicial do capacitor C_2 , então a corrente de entrada começa a circular somente quando o diodo D_3 ficar polarizado diretamente, de forma que $\theta_1 > \theta_d$. Em resumo, pode-se escrever que:

$$\theta_1 = \max \left\{ \theta_d, \sin^{-1} \left(\frac{U_{20}}{U_p} \right) \right\} \quad (4.1)$$

Durante o intervalo de ressonância, a corrente de entrada divide-se entre C_1 e C_2 e retorna através do diodo D_3 . As equações normalizadas descrevendo a corrente de entrada e a tensão sobre o capacitor C_2 estão registradas na tabela 4.1. Este sub-intervalo pode terminar quando o interruptor S for desligado (se U_{20} for maior que zero como mostrado na figura 4.2(b)) ou quando o diodo D_1 polarizar-se diretamente (se U_{20} for zero como mostrado na figura 4.2(a)), o que ocorre quando a tensão u_2 iguala-se à tensão de saída U_o . O caso em que a corrente de entrada zera antes do sub-intervalo $\theta_2 < \theta < \theta_3$ não é considerado devido ao aumento da distorção da corrente de entrada, e deve ser evitado através de um adequado projeto. No primeiro caso, figura 4.2(b), a tensão final do capacitor C_2 , em regime permanente, deve ser igual a $U_o - U_{20}$. Esta condição pode ser utilizada para calcular a tensão inicial do capacitor U_{20} usando a equação da última linha da tabela 4.1. Tal equação pode ser resolvida diretamente somente no caso em que $\theta_1 = \theta_d$ visto que o ângulo de condução θ_c coincide com o tempo que o interruptor S permanece ligado, que é imposto pelo circuito de controle. No caso em que $\theta_1 > \theta_d$, como pode ser visto na figura 4.2(c), a tensão de entrada é menor que a tensão inicial do capacitor U_{20} (a corrente de entrada começa a circular somente quando o diodo D_3 polarizar-se diretamente). O pulso aplicado no interruptor S inicia em θ_d e termina em θ_2 . Visto que $U_{20} > 0$, o fim do intervalo de ressonância é imposto pelo desligamento do interruptor através do circuito de controle, e assim $\theta_2 = \theta_d + \theta_{on}$. A tensão inicial do capacitor U_{20} , última linha da tabela 4.1, deve ser resolvida numericamente, visto que θ_c vem a ser uma função de U_{20} . O intervalo de condução é dado por:

$$\theta_c = \theta_2 - \theta_1 = \theta_{on} + \theta_d - \theta_1 = \theta_{on} + \theta_d - \sin^{-1} \left(\frac{U_{20}}{U_p} \right) \quad (4.2)$$

com $\theta_1 = \sin^{-1} \left(\frac{U_{20}}{U_p} \right)$.

b) Intervalo de Descarga $\theta_2 < \theta < \theta_3$

No início deste intervalo, a tensão do capacitor C_2 , u_2 , é U_o ou $U_o - U_{20}$. O indutor fornece a energia nele armazenada para o filtro capacitivo da saída e para a carga através

dos diodos D_1 e D_3 . As equações normalizadas descrevendo os comportamentos da corrente de entrada e tensão u_2 estão registradas na tabela 4.1, e I_{i0N} é a corrente do indutor no final do sub-intervalo anterior. Quando a corrente vem a zero, os diodos deixam de conduzir e a energia é entregue à carga somente pelo capacitor da saída.

Durante o semi-ciclo em que a tensão de entrada é negativa, a operação do circuito permanece a mesma, com a corrente de entrada negativa e considerando a tensão u_1 ao invés de u_2 .

Como pode ser observado, no caso $U_{20} = 0$, o sub-intervalo de ressonância θ_c depende somente dos parâmetros L e C_{eq} e do atraso θ_d , enquanto no outro caso ($U_{20} > 0$) θ_c depende também do intervalo de condução do interruptor θ_{on} . De qualquer jeito, como nos outros retificadores com comutação em baixa frequência, o intervalo de ressonância provoca um forte efeito “boost” (elevação da tensão de saída em relação à entrada), o qual pode compensar a queda de tensão sobre o indutor. Além disso, a frequência de ressonância normalizada, α , fornece outro grau de liberdade no projeto do conversor, que contribui para obter uma satisfatória (em termos do conteúdo harmônico) forma de onda da corrente de entrada.

Comparando as formas de onda da corrente de entrada das topologias TOP1 e TOP2 com a figura 4.2, verifica-se que o circuito TOP7 pode apresentar um comportamento similar ao circuito TOP1 ou TOP2, dependendo da tensão inicial sobre C_2 . Comparando TOP7 com TOP2, verifica-se que TOP7 apresenta uma topologia com menos componentes, o que é, em princípio, uma vantagem em termos de custo. Com relação a TOP1, a topologia TOP7 apresenta, para uma mesma potência e tensão de saída, um indutor com menor volume, para garantir a conformidade com a IEC 61000-3-2, como se verá adiante.

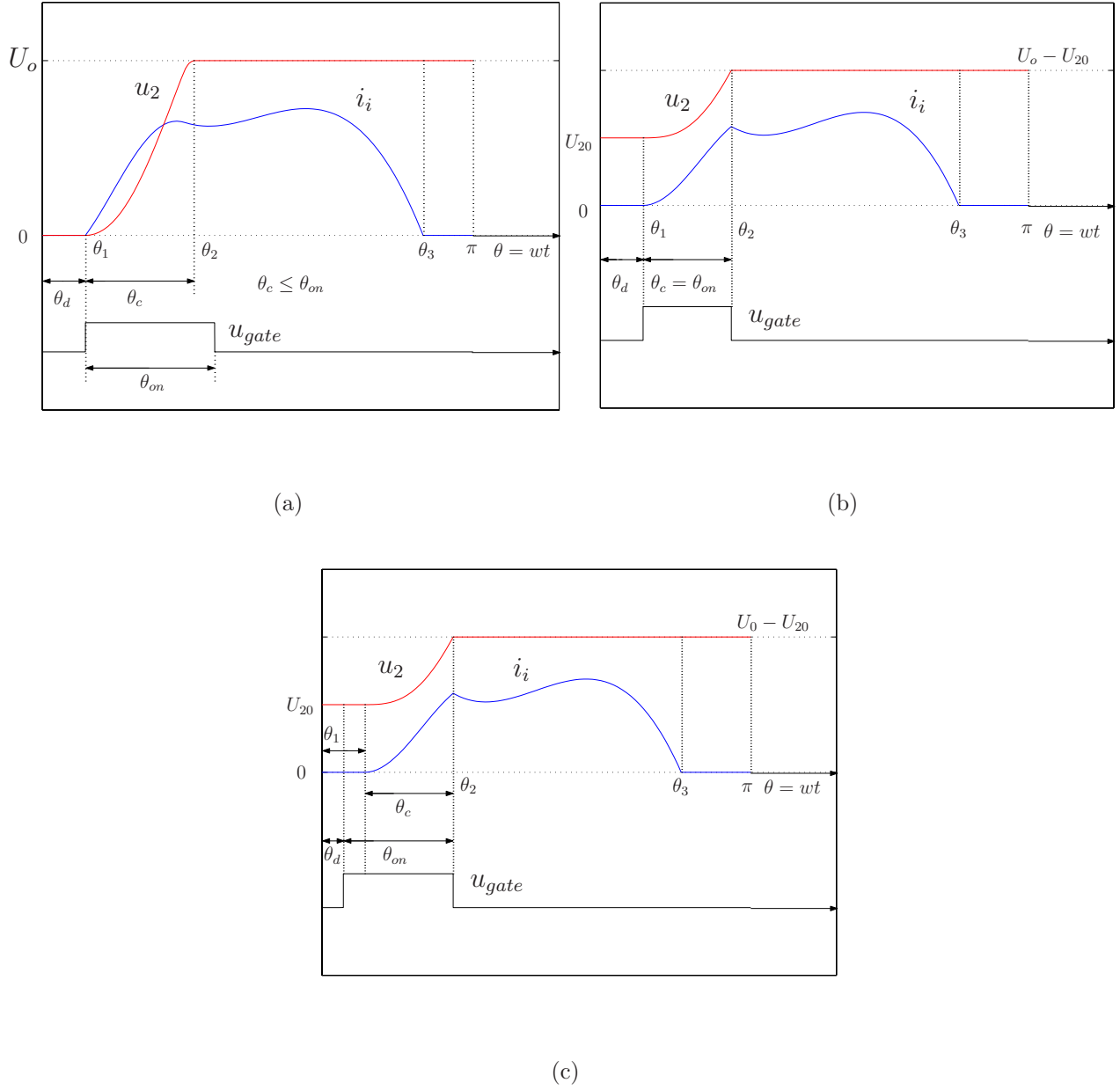


Figura 4.2: Corrente de entrada i_i e tensão u_2 no semi-ciclo positivo. a) $U_{20} = 0$; b) $U_{20} > 0$ e $U_p \text{sen}(\theta_d) = U_{20}$ ($\theta_1 = \theta_d$); c) $U_{20} > 0$ e $U_p \text{sen}(\theta_d) < U_{20}$ ($\theta_1 > \theta_d$).

4.1.2 Modelo Matemático

Para derivar as equações da corrente de entrada e tensão u_2 , em regime permanente, durante diferentes sub-intervalos do semi-ciclo positivo da tensão u_i , serão usadas as figuras 4.2(b), 4.3 e 4.4 como referência. As equações a seguir assumem que a tensão inicial sobre C_1 e C_2 são $U_o - U_{20}$ e U_{20} , respectivamente. Além disso, os capacitores C_1 e C_2 são iguais, o capacitor de saída C_L é grande o suficiente para manter a tensão de saída constante, os diodos e o interruptor S são considerados ideais e a tensão de saída U_o é maior que o valor de pico da tensão de entrada u_i . A tensão de entrada é dada por: $u_i(t) = U_p \sin(wt)$.

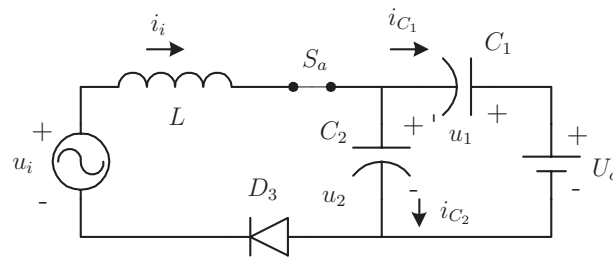
1) $0 \leq \theta \leq \theta_1$

Neste sub-intervalo o interruptor S permanece desligado. O instante θ_1 corresponde ao instante em que a corrente de entrada i_i começa a circular.

$$i_i(\theta) = 0 \quad (4.3)$$

$$u_2(\theta) = U_{20} \quad (4.4)$$

2) $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$



(a)

Figura 4.3: Subtopologia do conversor para o intervalo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$.

Supondo a tensão inicial sobre o capacitor C_2 diferente de zero, o interruptor S deverá conduzir até a tensão u_2 igualar-se a $U_o - U_{20}$, neste caso o ângulo de condução θ_c coincide com o tempo em que o interruptor S permanece ligado.

Como $C_L \gg C_1 = C_2$, a corrente de entrada se divide igualmente entre C_1 e C_2 , o que garante as seguintes igualdades:

$$i_{C_1}(t - T_1) = C_1 \frac{du_1}{dt}(t - T_1) = i_{C_2}(t - T_1) = C_2 \frac{du_2}{dt}(t - T_1) \quad (4.5)$$

$$i_i(t - T_1) = i_{C_1}(t - T_1) + i_{C_2}(t - T_1) = C_{eq} \frac{du_2}{dt}(t - T_1) \quad (4.6)$$

onde $C_{eq} = C_1 + C_2$.

Aplicando-se a lei de Kirchoff para tensões, no circuito da figura 4.3, na malha formada por u_i , L e C_2 , tem-se:

$$u_2(t - T_1) = u_i(t) - L \frac{di_i}{dt}(t - T_1) \quad (4.7)$$

Derivando a equação (4.7) e substituindo o resultado na equação (4.6) obtém-se a seguinte equação diferencial ordinária:

$$LC_{eq} \frac{d^2 i_i}{dt^2}(t - T_1) + i_i(t - T_1) = C_{eq} \frac{du_i}{dt}(t) \quad (4.8)$$

Fazendo $\tau = t - T_1 \implies t = \tau + T_1$ e substituindo na equação (4.8) determina-se:

$$LC_{eq} \frac{d^2 i_i}{d\tau^2}(\tau) + i_i(\tau) = C_{eq} \frac{du_i}{d\tau}(\tau + T_1) \quad (4.9)$$

Sendo $\frac{du_i}{d\tau}(\tau + T_1) = wU_p \cos[w(\tau + T_1)]$, aplica-se a transformada de Laplace na equação (4.9):

$$LC_{eq} \left\{ s^2 I_i(s) - s i_i(0) - \frac{di_i}{d\tau}(0) \right\} + I_i(s) = wC_{eq}U_p \left[\cos(wT_1) \frac{s}{s^2 + w^2} - \sin(wT_1) \frac{w}{s^2 + w^2} \right] \quad (4.10)$$

O valor de $\frac{di_i}{d\tau}(0)$ na equação (4.10) é calculado através da equação (4.7) no instante $t = T_1$. Como $u_2(0) = U_{20}$ tem-se:

$$\frac{di_i}{d\tau}(0) = \frac{1}{L} [u_i(T_1) - u_2(0)] = \frac{1}{L} [U_p \text{sen}(wT_1) - U_{20}] \quad (4.11)$$

Substituindo (4.11) e $i_i(0) = 0$ na equação (4.10), calcula-se:

$$I_i(s) = \frac{wU_p \cos(wT_1)}{L} \frac{s}{(s^2 + w^2)(s^2 + w_o^2)} + \frac{U_p \text{sen}(wT_1)}{L} \frac{s^2}{(s^2 + w^2)(s^2 + w_o^2)} - \frac{U_{20}}{L(s^2 + w_o^2)} \quad (4.12)$$

Aplicando-se as propriedades da transformada da inversa de Laplace, determina-se o comportamento temporal da corrente de entrada:

$$\begin{aligned} i_i(t - T_1) = & \frac{wU_p}{(w_o^2 - w^2)L} \cos(wt) - \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2)L} \{w \cos(wT_1) \cos[w_o(t - T_1)]\} + \\ & + \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2)L} \{w_o \text{sen}(wT_1) \text{sen}[w_o(t - T_1)]\} - \frac{U_{20}}{w_o L} \text{sen}[w_o(t - T_1)] \end{aligned} \quad (4.13)$$

com $w_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}}$.

A expressão que determina a tensão $u_2(t - T_1)$ é obtida através da equação (4.7), resultando em:

$$\begin{aligned} u_2(t - T_1) = & \frac{w_o^2 U_p}{(w_o^2 - w^2)} \text{sen}(wt) - \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2)} \{w_o w \cos(wT_1) \text{sen}[w_o(t - T_1)]\} + \\ & - \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2)} \{w_o^2 \text{sen}(wT_1) \cos[w_o(t - T_1)]\} + U_{20} \cos[w_o(t - T_1)] \end{aligned} \quad (4.14)$$

Fazendo $\alpha = \frac{w_o}{w}$, $wT_1 = \theta_1$ e $wt = \theta$ e substituindo nas equações (4.13) e (4.14), obtém-se, respectivamente:

$$\begin{aligned} i_i(\theta - \theta_1) = & \frac{U_p}{(\alpha^2 - 1)wL} \cos(\theta) - \frac{U_{20}}{\alpha w L} \text{sen}[\alpha(\theta - \theta_1)] + \\ & - \frac{U_p}{(\alpha^2 - 1)wL} \{\cos(\theta_1) \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] - \alpha \text{sen}(\theta_1) \text{sen}[\alpha(\theta - \theta_1)]\} \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$u_2(\theta - \theta_1) = \frac{\alpha^2 U_p}{(\alpha^2 - 1)} \text{sen}(\theta) + U_{20} \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] \quad (4.16)$$

$$- \frac{\alpha U_p}{(\alpha^2 - 1)} \{ \cos(\theta_1) \text{sen}[\alpha(\theta - \theta_1)] + \alpha \text{sen}(\theta_1) \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] \}$$

Este intervalo termina quando a tensão sobre C_2 alcança o valor $U_o - U_{20}$ em $\theta = \theta_2$. Neste instante o valor da corrente de entrada será indicado por I_{i0} .

$$I_{i0} = \frac{w U_p}{(w_o^2 - w^2) L} \cos(\theta_2) - \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2) L} \{ w \cos(\theta_1) \cos[\alpha(\theta_2 - \theta_1)] \} + \quad (4.17)$$

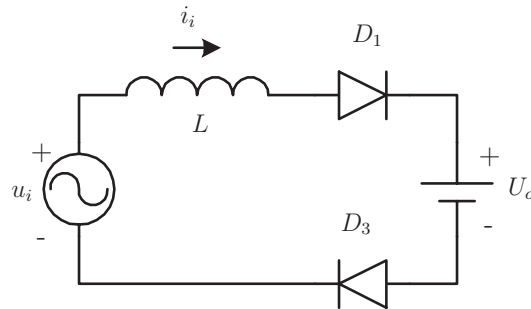
$$+ \frac{U_p}{(w_o^2 - w^2) L} \{ w_o \text{sen}(\theta_1) \text{sen}[\alpha(\theta_2 - \theta_1)] \} - \frac{U_{20}}{w_o L} \text{sen}[\alpha(\theta_2 - \theta_1)]$$

Substituindo $\theta_c = \theta_2 - \theta_1$ na equação (4.17) tem-se:

$$I_{i0} = \frac{U_p}{(\alpha^2 - 1) w L} \cos(\theta_2) - \frac{U_{20}}{\alpha w L} \text{sen}(\alpha \theta_c) + \quad (4.18)$$

$$- \frac{U_p}{(\alpha^2 - 1) w L} \{ \cos(\theta_1) \cos(\alpha \theta_c) - \alpha \text{sen}(\theta_1) \text{sen}(\alpha \theta_c) \}$$

c) $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$



(a)

Figura 4.4: Subtopologia do conversor para o intervalo $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$.

No instante $\theta = \theta_2$ o interruptor S é desligado, com isso a polaridade da tensão no indutor L inverte-se, provocando a polarização direta do diodo D_1 . A figura 4.4 indica o comportamento do circuito para o sub-intervalo $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$.

Do circuito da figura 4.4, a malha formada por u_i , L e U_o determina:

$$u_i(t) = L \frac{di_i}{dt} (t - T_1 - T_c) + U_o \quad (4.19)$$

Isolando o termo $\frac{di_i}{dt} (t - T_1 - T_c)$ da equação (4.19) e integrando em relação a t ambos os termos da igualdade resultante, conclui-se que:

$$i_i(\theta - \theta_2) = I_{i0} + \frac{U_p}{wL} [\cos(\theta_2) - \cos(\theta)] - \frac{U_o}{wL} (\theta - \theta_2) \quad (4.20)$$

Neste sub-intervalo a tensão u_2 será dada por:

$$u_2(\theta - \theta_2) = U_o - U_{20} \quad (4.21)$$

A corrente i_i deve zerar dentro do respectivo semi-ciclo da tensão u_i .

d) $\theta_3 \leq \theta \leq \pi$

Os valores da corrente de entrada i_i e a tensão u_2 são dados, respectivamente, por:

$$i_i(\theta - \theta_3) = 0 \quad (4.22)$$

$$u_2(\theta - \theta_3) = U_o - U_{20} \quad (4.23)$$

Outra restrição de projeto refere-se aos sub-intervalos nos quais $i_i = 0$. A fim de diminuir as distorções harmônicas da corrente, pode-se procurar garantir no projeto do conversor que os sub-intervalos $0 \leq \theta \leq \theta_1$ e $\theta_3 \leq \theta \leq \pi$ sejam tão pequenos quanto possível.

Equações Normalizadas

As expressões para a corrente de entrada i_i e a tensão u_2 , indicadas na seção (4.1.2), foram normalizadas pelos seguintes valores de base:

- **Tensão de Base:**

$$U_N = U_p \quad (4.24)$$

- **Corrente de Base:**

$$I_N = \frac{U_p}{wL} \quad (4.25)$$

- **Frequência de ressonância normalizada:**

$$\alpha = \frac{\omega_o}{\omega} \quad (4.26)$$

- **Relação de Conversão da Tensão:**

$$M = \frac{U_o}{U_p} \quad (4.27)$$

As variáveis U_p , ω , U_o e L são, respectivamente, tensão de pico e frequência angular da tensão de entrada, tensão da saída e indutância L .

A tabela 4.1 mostra as equações normalizadas para cada sub-intervalo de um semi-ciclo da tensão senoidal da entrada u_i . Para o sub-intervalo $0 \leq \theta \leq \theta_1$ foram normalizadas as equações (4.3) e (4.4). No sub-intervalo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ as equações (4.15), (4.16) e (4.18). Enquanto no sub-intervalo $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$ foram normalizadas as equações (4.20) e (4.21). No sub-intervalo $\theta_3 \leq \theta \leq \pi$ foram normalizadas as equações (4.22) e (4.23). A expressão U_{20N} foi determinada a partir da equação (4.16) para $u_2(\theta_2 - \theta_1) = U_o - U_{20}$. A expressão resultante foi normalizada.

Tabela 4.1: Equações normalizadas da corrente de entrada (I_{iN}) e tensão sobre o capacitor C_2 (U_{2N}).

| Sub-intervalos | Equações Normalizadas |
|--|--|
| $0 \leq \theta \leq \theta_1$ | $i_{iN}(\theta) = 0, u_{2N}(\theta) = U_{20N}$ |
| $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ | $i_{iN}(\theta - \theta_1) = \frac{\cos(\theta)}{(\alpha^2 - 1)} - \frac{1}{\alpha^2 - 1} \{ \cos(\theta_1) \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] - \alpha \sin(\theta_1) \sin[\alpha(\theta - \theta_1)] \} +$ $- \frac{U_{20N}}{\alpha} \sin[\alpha(\theta - \theta_1)]$ $u_{2N}(\theta - \theta_1) = \frac{\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)} \sin(\theta) + U_{20N} \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] +$ $- \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} \{ \cos(\theta_1) \sin[\alpha(\theta - \theta_1)] + \alpha \sin(\theta_1) \cos[\alpha(\theta - \theta_1)] \}$ $I_{i0N} = i_{iN}(\theta_2 - \theta_1)$ |
| $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$ | $i_{iN}(\theta - \theta_2) = I_{i0N} + \cos(\theta_2) - \cos(\theta) - M(\theta - \theta_2)$ $u_{2N}(\theta - \theta_2) = M - U_{20N}$ |
| $\theta_3 \leq \theta \leq \pi$ | $i_{iN}(\theta - \theta_3) = 0, u_{2N}(\theta - \theta_3) = M - U_{20N}$ |
| $U_{20N} = \frac{1}{1 + \cos(\alpha\theta_c)} \left\{ M - \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \sin(\theta_1 + \theta_c) + \frac{\alpha}{\alpha^2 - 1} [\cos(\theta_1) \sin(\alpha\theta_c) + \alpha \sin(\theta_1) \cos(\alpha\theta_c)] \right\}$ | |

4.2 Características do Circuito

Nesta seção é estudado o comportamento da corrente de entrada do circuito da figura 4.1, a fim de estipular uma região de operação da estrutura de chaveamento que, além de atender à norma IEC 61000-3-2, garanta um bom FP , mínimo tamanho dos elementos reativos e menores esforços de corrente e tensão nos dispositivos ativos e passivos.

4.2.1 Análise da Forma de Onda da Corrente de Entrada

Diferente da forma de onda da corrente de entrada do conversor denominado TOP2 [7], no qual a corrente começa a fluir a partir do instante que a tensão de entrada u_i supera a tensão U_1 , a corrente i_i do conversor TOP7 inicia a fluir a partir do instante que se aplica o sinal de comando ao interruptor S (se U_{20} for zero como mostrado na figura 4.2(a)). A largura do pulso de comando deve ser suficiente para que a tensão sobre C_2 atinja U_o no instante $\theta = \theta_2$. Neste instante o diodo D_1 polariza-se diretamente, finalizando o intervalo de ressonância entre C_{eq} e L .

A forma de onda da corrente de entrada é influenciada por quatro fatores: valor da indutância de entrada L , valor das capacitâncias C_1 e C_2 (os quais estabelecem a frequência de ressonância durante o intervalo $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$), a largura do pulso θ_{on} do sinal de comando aplicado no interruptor S e a tensão de saída U_o .

O efeito dos capacitores C_1 e C_2 pode ser analisado observando a figura 4.5, que mostra a forma de onda da corrente de entrada e o correspondente espectro para diferentes valores do parâmetro α , mantendo-se a tensão de entrada e as potência e tensão de saída constantes. Observa-se que valores maiores de C_1 e C_2 (menor α) causam menores amplitudes harmônicas, exceto para a quinta, décima-primeira e vigésima-primeira, junto com o menor valor de pico da corrente. Além disso, a diminuição de α implica no aumento do ângulo de condução θ_c do interruptor S para manter constante U_o , como pode ser observado na figura 4.8(a). Para os resultados da figura 4.5, o ângulo de condução θ_c coincide com o tempo em que o interruptor S permanece ligado.

Uma situação que deve ser evitada, através de um projeto adequado, está indicada na figura 4.6. Neste caso, a corrente i_i anula-se em θ_o , antes da metade do semi-ciclo da tensão

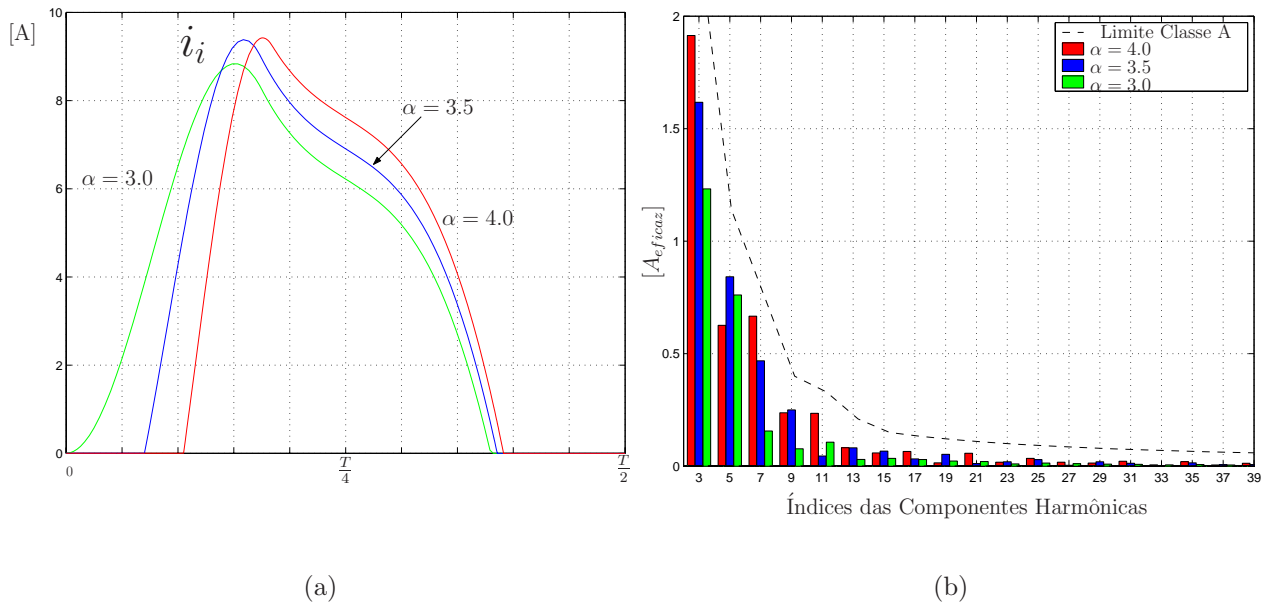


Figura 4.5: Efeito da variação das capacitâncias C_1 e C_2 . a) Formas de onda da corrente de entrada; b) Amplitudes das componentes espectrais da corrente de entrada. [$U_{ieficaz} = 230V$, $U_o = 340 V$, $L = 21,5 \text{ mH}$ e $P_o = 1 \text{ kW}$].

u_i . No instante θ_c a tensão u_2 iguala-se à tensão de saída, provocando a polarização direta do diodo D_1 , o qual bloqueia-se em θ_o . No sub-intervalo $\theta_o < \theta < \theta_i$, i_i permanece nula até a tensão de entrada u_i superar o valor da tensão U_o no instante θ_i . No instante θ_i o diodo D_1 polariza-se diretamente novamente, iniciando a condução da corrente i_i . No instante θ_f i_i anula-se. A figura 4.6(b) mostra o conteúdo harmônico da corrente i_i . Verifica-se que as componentes harmônicas não atendem aos valores estabelecidos pela norma.

A partir da equação (4.16), analisa-se o comportamento da tensão inicial no capacitor U_{20} . Considerando a tensão U_o constante, $\theta_d = 0$ e θ_{on} (ângulo de condução do interruptor S) como uma variável livre, verifica-se na figura 4.7(a), para um α constante, que U_{20} diminui a zero à medida que θ_{on} aumenta. Com o aumento do parâmetro α , o valor de θ_{on} necessário para levar a tensão U_{20} a zero diminui. Desta forma, através da equação (4.1) determina-se, na figura 4.7(b), o comportamento de θ_1 .

Com os valores de θ_1 e a relação (4.2), a figura 4.8(a) analisa o ângulo θ_c necessário para u_2 igualar-se a $U_o - U_{20}$. A região **A** representa o comportamento indicado na figura 4.2(a),

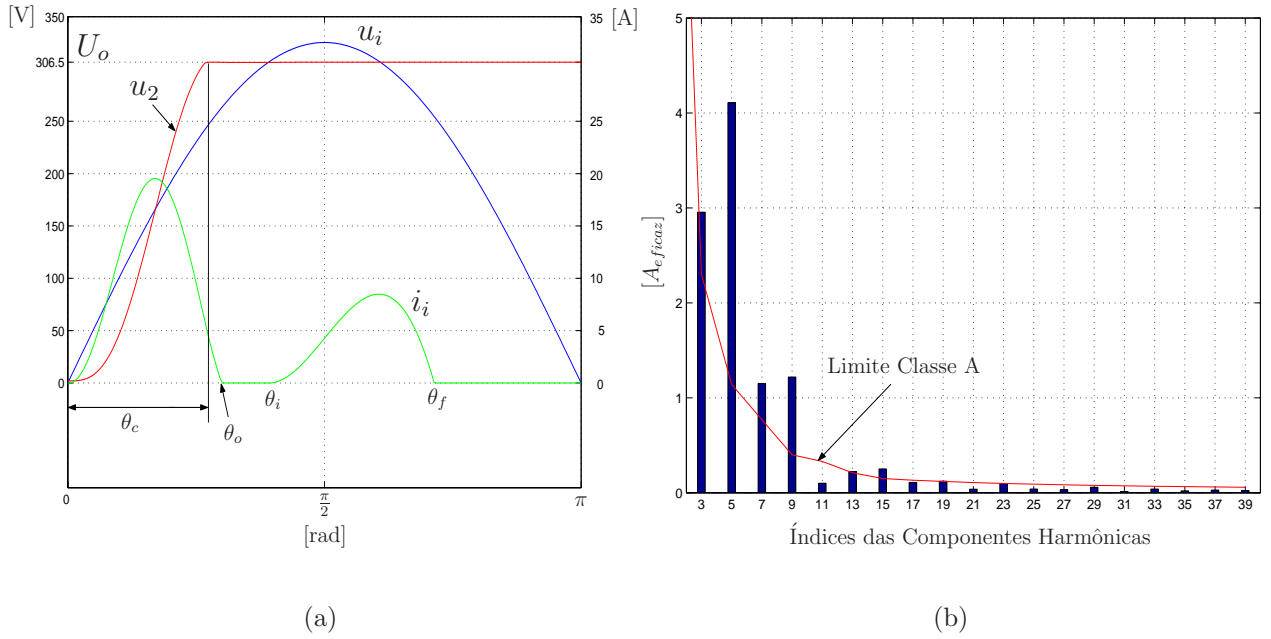


Figura 4.6: (a) Formas de onda da tensão u_i , corrente i_i e a tensão sobre o capacitor C_2 ; (b) Espectro da corrente i_i e limite para os conversores classe A. $[U_{ieficaz}=230$ V, $U_o=306,5$ V, $P_{in}=1$ kW, $L=3$ mH e $\alpha=5,8$].

no qual, independentemente do aumento do ângulo de condução do interruptor, θ_c permanece inalterado.

A figura 4.8(b) mostra o comportamento da equação (4.20) para $i_i = 0$, a fim de verificar se a corrente de entrada anula-se dentro do semi-ciclo analisado. Verifica-se que o ângulo da corrente de entrada é maior para α próximo de 1 , o que implica no aumento do intervalo no qual há transferência de potência da fonte à carga. Na região **A**, semelhante à figura 4.8(a), o ângulo θ_3 permanece constante, para um dado α , mesmo com o aumento do ângulo θ_{on} .

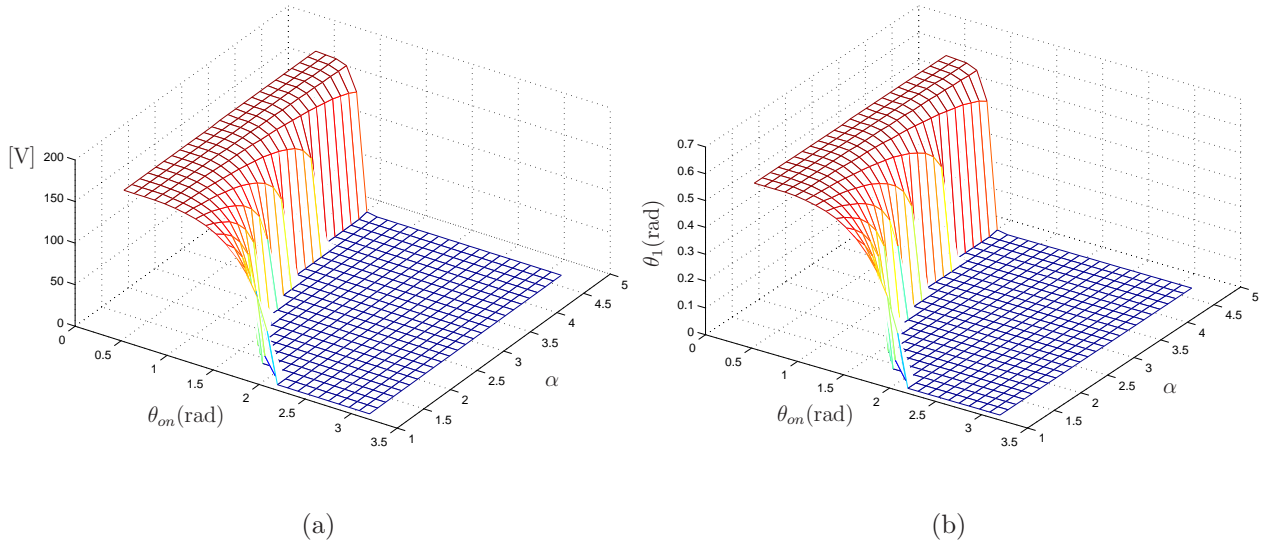


Figura 4.7: (a) Comportamento da tensão inicial U_{20} ; (b) Comportamento de θ_1 no plano α - θ_{on} . [$U_o=350$ V e $\theta_d=0$].

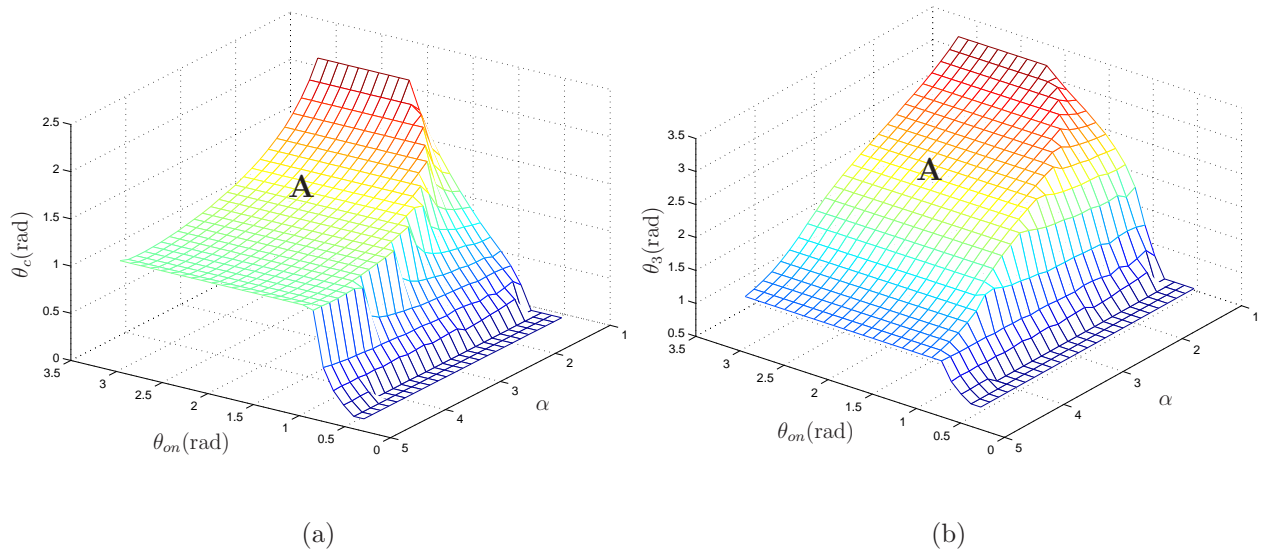


Figura 4.8: Comportamentos dos ângulos: (a) θ_c e (b) θ_3 , no plano α - θ_{on} . [$U_i=220$ V_{eficaz} e $U_o=350$ V].

4.2.2 Potência Normalizada

A potência de entrada (P_{in}) do conversor é calculada por:

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_3} u_i(\theta) i_i(\theta) d\theta = \frac{U_p^2}{wL} \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_3} u_{iN}(\theta) i_{iN}(\theta) d\theta = \frac{U_p^2}{wL} P_{inN} \quad (4.28)$$

e $P_{inN} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_3} u_{iN}(\theta) i_{iN}(\theta) d\theta$ é a potência de entrada normalizada.

Como são conhecidos os comportamentos de θ_1 e θ_3 para U_o constante, a figura 4.9 mostra a curva P_{inN} no plano α - θ_{on} .

Na região **A**, para um dado α , P_{inN} permanece constante com o aumento de θ_{on} . Conclui-se que a condição inicial da tensão sobre o capacitor C_2 limita a transferência de potência da fonte à carga. Nesta mesma região, para um dado θ_{on} , P_{inN} aumenta quando diminui-se o parâmetro α .

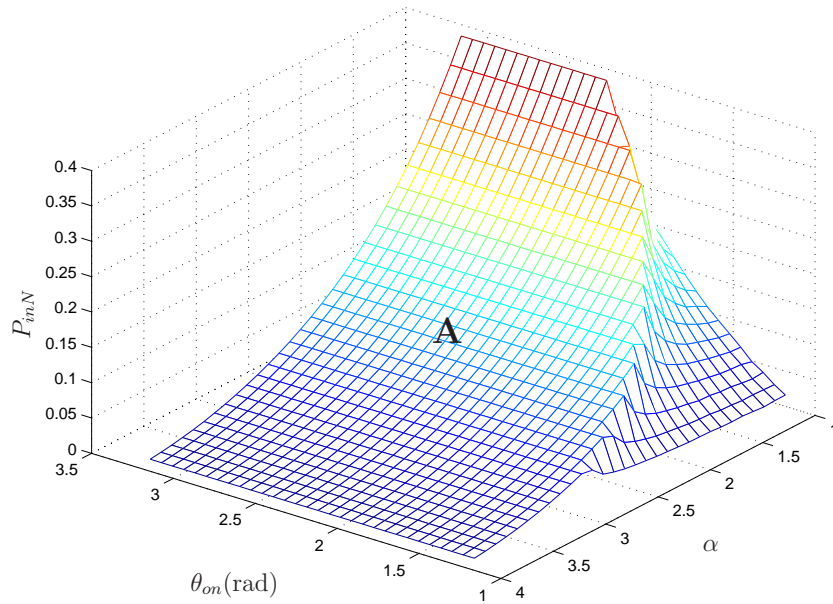


Figura 4.9: Potência de entrada normalizada.

Da equação (4.28), verifica-se que a P_{in} é inversamente proporcional ao valor da indutância L . Desta forma, pode-se limitar a máxima potência a ser fornecida à carga (P_o) com um projeto adequado de L . A figura 4.10 mostra os valores da indutância L e das capacitâncias

$C_1 = C_2$ no plano $\alpha - \theta_{on}$, para $P_{in}=2$ kW. Verifica-se que para P_{in} constante, o valor de L diminui com o aumento do parâmetro α , enquanto que as capacitâncias $C_1 = C_2$ aumentam.

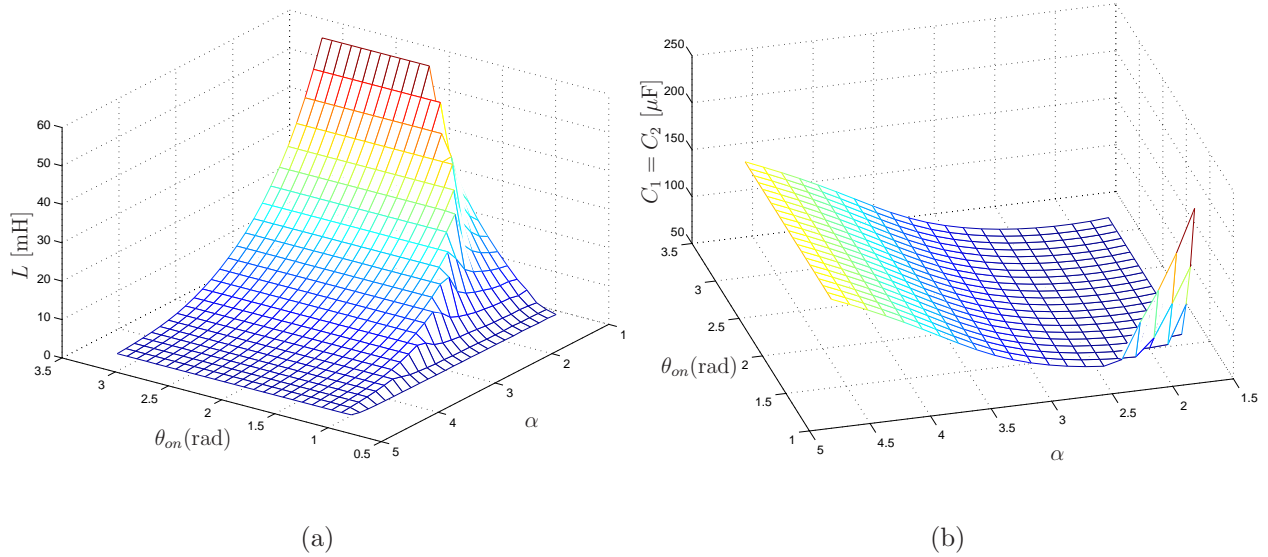


Figura 4.10: (a) Comportamento da indutância L ; (b) Comportamento das capacitâncias C_1 e C_2 , no plano $\alpha - \theta_{on}$. [$U_i=220$ V_{eficaz}, $U_o=350$ V e $P_{in}=2$ kW].

4.2.3 Análise do FP , TDH , Fator de Deslocamento e Fator de Forma

A figura 4.11 apresenta o comportamento dos índices FP , TDH , $\cos(\phi_1)$ (Fator de Deslocamento da fundamental da corrente) e Fator de Forma (FF). Na figura estão indicadas as regiões de valores máximos do FP , $\cos(\phi_1)$ e Fator de Forma e a região de valor mínimo da TDH para o conversor operando com $P_{in}=2$ kW. Os valores destes índices nesta região são: $FP_{max} = 0,984$ ($\alpha=1,65$, $L=34$ mH e $C_1 = C_2=54,7$ μ F), $\cos(\phi_1)_{max} = 0,999$ ($\alpha=1,77$, $L=30,3$ mH e $C_1 = C_2=53,2$ μ F), $FF_{max} = 0,993$ ($\alpha=1,154$, $L=53,6$ mH e $C_1 = C_2=71$ μ F) e $TDH_{min} = 0,122$ ($\alpha=1,154$, $L=53,6$ mH e $C_1 = C_2=71$ μ F).

A curva (a) da figura 4.11 indica que o FP na região **A**, para θ_{on} constante, comporta-se como uma função côncava, ou seja, a partir do ponto máximo, FP decresce para ambas as direções no eixo α , o mesmo acontecendo com as curvas (c) e (d). A Taxa de Distorção

Harmônica, na região **A** da curva (b), comporta-se como uma função convexa, ou seja, a partir do ponto de mínimo, a função aumenta com a variação do parâmetro α .

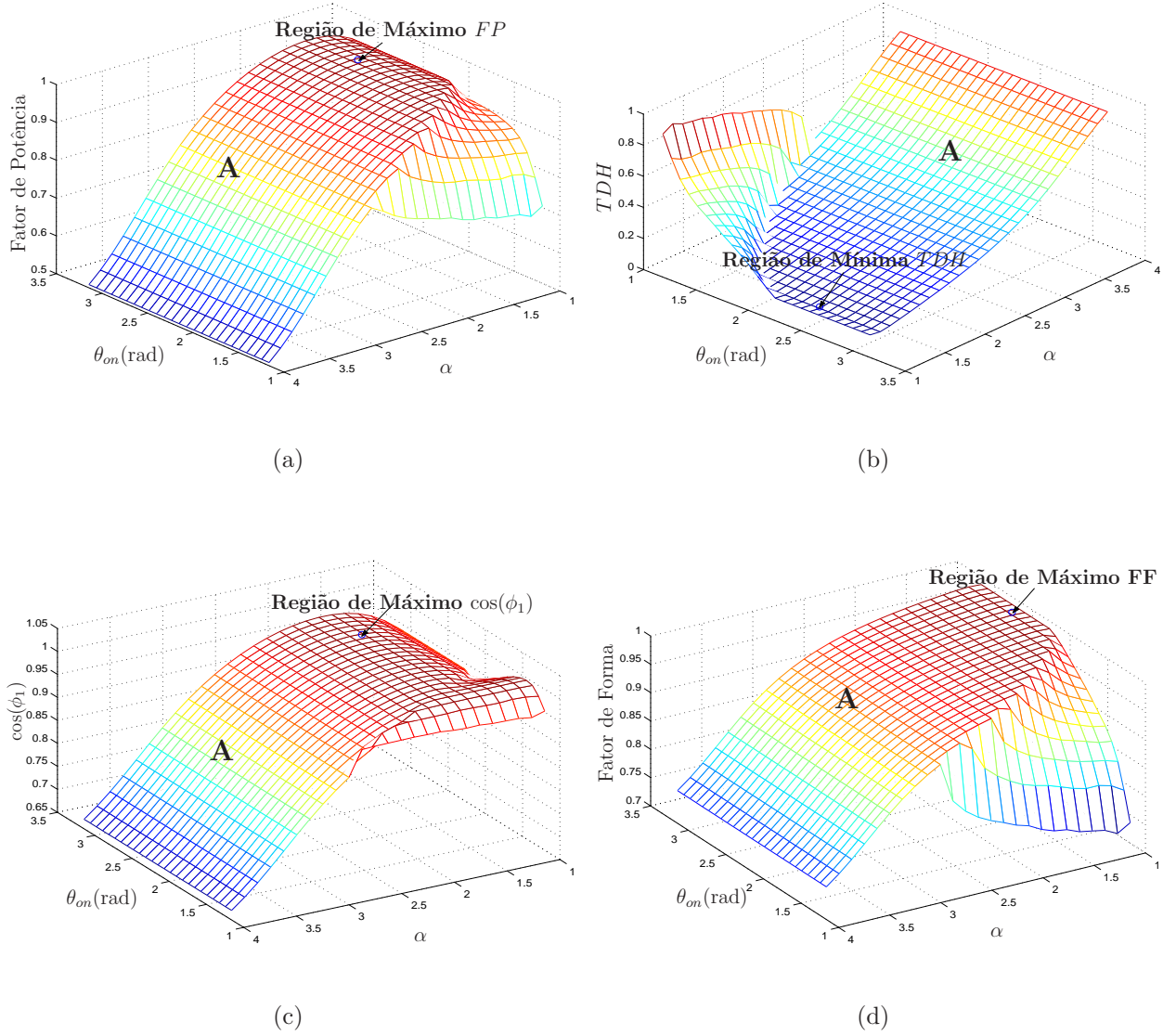


Figura 4.11: (a) Comportamento do FP , (b) TDH , (c) Fator de Deslocamento e (d) Fator de Forma (FF), no plano $\alpha - \theta_{on}$. [$U_o=350$ V, $U_i=220$ V_{eficaz} e $P_{in}= 2$ kW].

4.2.4 Análise do Volume do Indutor L

O tamanho do componente magnético está relacionado com o produto da área da janela no qual deve ser acomodado o enrolamento (A_w) pela área da seção transversal (A_e) do núcleo do reator, conforme indicado pela equação (2.12) [5].

A figura 4.12 mostra o comportamento dos valores de pico (I_{Lpico}) e eficaz ($I_{Le eficaz}$) da corrente de entrada do conversor. Para uma dada potência de entrada, verifica-se que os valores aumentam com o aumento de α , uma vez que a indutância L , de acordo com a figura 4.10(a), é inversamente proporcional ao parâmetro α . A região onde os valores tanto de pico como eficaz da corrente de entrada, permanecem constante, para um dado parâmetro α , referem-se aos valores de θ_c e θ_3 indicados na região **A** da figura 4.8. Isto indica que, para o conversor operando nesta região, a forma de onda da corrente i_i , no domínio do tempo, permanece inalterada, mesmo com o aumento de θ_{on} .

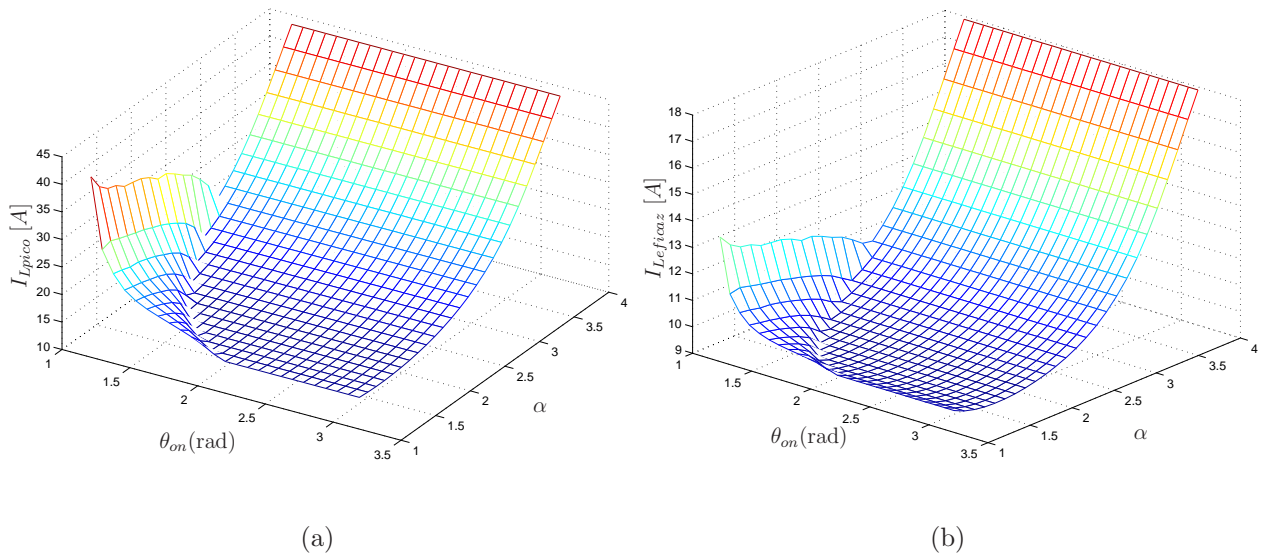


Figura 4.12: (a) Comportamento dos valores de pico da corrente de entrada; (b) Comportamento dos valores eficazes da corrente de entrada (i_i), para o circuito da figura 4.1 operando com: $U_i=220$ V eficaz, $U_o=350$ V e $P_{in}=2$ kW.

Com isso, conhecendo o comportamento dos valores eficaz e de pico da corrente através L e a indutância para uma dada potência de entrada, a figura 4.13 mostra o comportamento

do produto $A_w A_e$ no plano $\alpha - \theta_{on}$. Verifica-se que o comportamento deste produto é inversamente proporcional ao parâmetro α , pois para uma dada potência e tensão de saída, a indutância aumenta com α tendendo a 1 (figura 4.10).

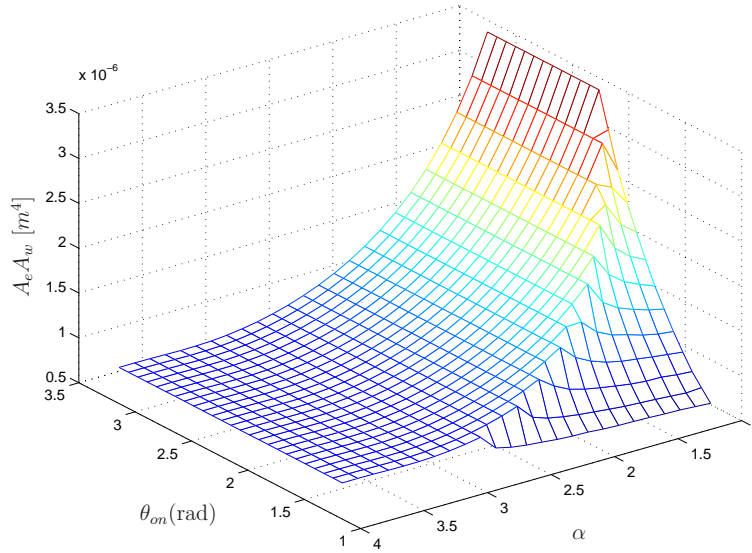


Figura 4.13: Comportamento da equação (2.12) para o circuito da figura 4.1 operando com $U_o=350$ V, $U_i=220$ V_{eficaz}, $P_o=2$ kW, $k_R=0,5$, $B=1,5$ T e $J = 3A/mm^2$.

4.3 Comparação entre Retificadores com Comutação em Alta ou em Baixa Frequência

As tabelas 4.2, 4.3 e 4.4 mostram dados comparativos entre quatro topologias selecionadas, além daquela com filtro passivo (LC com célula única). Todos os valores referem-se a uma tensão de entrada de 230 V_{eficaz} [22].

O valor da indutância é o mínimo que permite a obediência aos limites da norma, tendo sido obtidos por métodos numéricos, seguindo procedimentos indicados em [4, 5, 6, 7]. Para o conversor “boost” de alta frequência o valor da indutância foi calculado considerando os seguintes valores: ondulação da corrente de entrada (pico-a-pico) de $2,6$ A, a 70 kHz, com tensão de saída de 380 V.

Tabela 4.2: Comparação entre os retificadores para diferentes potências: esforços de tensão e corrente.

| P_o [W] | U_o [V] | $\frac{U_o}{U_{ipico}}$ [V] | L [mH] | L_a [mH] | I_{ipico} [A] | $I_{ieficaz}$ [A] | $I_{gmédio}$ [A] | I_{Spico} [A] | I_{Lapico} [A] | $I_{Laefficaz}$ [A] |
|------------------------------|--------------|--------------------------------|-------------|---------------|--------------------|----------------------|---------------------|--------------------|---------------------|------------------------|
| 900-P | 258,9 | 0,80 | 18,5 | | 9,8 | 5,12 | 3,47 | | | |
| 900- T_1 | 290 | 0,89 | 9 | | 10,0 | 4,82 | 3,11 | 2,66 | | |
| 900-T_7 | 310 | 0,95 | 8,7 | | 10 | 4,71 | 3,36 | 10 | | |
| 900- T_2 | 316,2 | 0,97 | 5,2 | 1 | 8,34 | 4,54 | 2,96 | 24,4 | 24,4 | 3,35 |
| 900-AF | 380 | 1,17 | 0,52 | | 5,53 | 3,91 | 3,52 | 5,53 | | |
| 1200-P | 230,7 | 0,71 | 28 | | 12,1 | 6,97 | 5,2 | | | |
| 1200- T_1 | 273,6 | 0,84 | 16 | | 11,2 | 6,16 | 4,42 | 3,53 | | |
| 1200-T_7 | 310 | 0,95 | 9,5 | | 9,93 | 5,7 | 4,25 | 9,93 | | |
| 1200- T_2 | 310,6 | 0,95 | 6,8 | 1,2 | 9,51 | 5,65 | 4,13 | 34,4 | 34,4 | 4,84 |
| 1200-AF | 380 | 1,17 | 0,52 | | 7,38 | 5,22 | 4,7 | 7,38 | | |

Fonte: Referência [22].

P_o : potência de saída; U_o : tensão de saída; U_{ipico} : valor de pico da tensão de entrada; I_i : corrente (eficaz e pico) de entrada; I_S : valor de pico da corrente no interruptor; I_{La} : corrente no indutor auxiliar (eficaz e pico).

Nota-se que existe uma variação na tensão U_o . Os valores indicados referem-se ao valor obtido para a mínima indutância que atende à norma.

Observe-se que, de acordo com a tabela 4.2, a conformidade com a norma é obtida com indutância cada vez menor quando se passa do circuito passivo para as topologias T_1 , T_7 e T_2 .

Uma vez que o critério de dimensionamento da indutância é o de minimizar seu valor, mantida a conformidade com a norma, o tempo de condução do interruptor é relativamente curto, uma vez que tempos maiores exigiriam indutâncias mais elevadas com a finalidade de limitar a corrente que circularia pelo interruptor. Sendo pequeno este intervalo de tempo, sua redução pode compensar uma variação (aumento) na tensão de entrada apenas numa pequena

Tabela 4.3: Comparação entre os retificadores para diferentes potências: fator de potência e produto $A_e A_w$.

| P_o [W] | TDH | $\cos(\phi_1)$ | FP | $A_e A_w$ [cm ⁴] | $A_e A_w$ [cm ⁴] |
|------------------------------|-------------|----------------|--------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 900-P | 0,52 | 0,861 | 0,763 | 30,9 | |
| 900- T_1 | 0,61 | 0,952 | 0,812 | 14,5 | |
| 900-T_7 | 0,45 | 0,965 | 0,88 | 13,66 | |
| 900- T_2 | 0,59 | 0,999 | 0,861 | 6,56 | 2,72 |
| 900-AF | ~ 0 | ~ 1 | ~ 1 | 4,83 | |
| 1200-P | 0,31 | 0,799 | 0,762 | 73,0 | |
| 1200- T_1 | 0,43 | 0,923 | 0,846 | 36,8 | |
| 1200-T_7 | 0,37 | 0,99 | 0,929 | 17,9 | |
| 1200- T_2 | 0,41 | 0,997 | 0,922 | 12,2 | 6,66 |
| 1200-AF | ~ 0 | ~ 1 | ~ 1 | 4,84 | |

Fonte: Referência [22].

P=filtro passivo; T_1 =BF-“boost”; T_2 =BF-“boost” modificado; T_7 =BF-topologia selecionada; AF-“boost” PFC.

faixa. Não é possível fazer compensação de sub-tensão, pois isso implicaria no aumento do tempo de condução, com o conseqüente aumento dos esforços de corrente.

Em termos da variação da carga, na medida em que a corrente da carga se reduz, o tempo de condução do transistor deve ser reduzido de maneira a manter constante a tensão de saída. Para um dado valor mínimo de corrente consumida, o intervalo t_{on} se anula e o retificador passa a se comportar como um conversor com filtro passivo. Abaixo deste valor de corrente da carga não é possível regular a tensão de saída, a qual tende a se elevar, chegando ao valor de pico da tensão de entrada.

Quanto maior o valor da indutância do circuito, maior a queda de tensão sobre esta. Assim, na topologia T_1 verifica-se uma significativa diminuição da tensão CC, enquanto em T_2 e T_7 consegue-se aproximar do valor da tensão de pico da entrada em toda faixa de potência

Tabela 4.4: Comparação entre os retificadores para diferentes potências: volume e perdas.

| P_o [W] | V_{fe} [cm ³] | V_{fe} aux [cm ³] | P_{cu}^* [W] | P_{fe}^* [W] | P_{rect} [W] | P_{int}^{**} [W] | P_{cap} [W] | Area do dissipador*** [cm ²] | Volume do filtro de IEM [cm ³] |
|------------------------------|--------------------------------|---------------------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-----------------------|------------------|--|--|
| 900-P | 112 | | 13,6 | 2,67 | 6,94 | | | | |
| 900- T_1 | 72 | | 7,04 | 1,71 | 6,11 | 3,14 | | 17,6 | |
| 900-T_7 | 41,2 | | 6,8 | 1,2 | 6,72 | 2,8 | 24,8 | 15,8 | |
| 900- T_2 | 38,4 | 21,5 | 6,01 | 1,42 | 5,92 | 3,18 | 7,76 | 17,9 | |
| 900-AF | | | 3,35 | 2,84 | 7,04 | 31,8 | | 282 | 194 |
| 1200-P | 206 | | 25,8 | 4,88 | 10,4 | | | | |
| 1200- T_1 | 131 | | 14,8 | 3,11 | 8,84 | 4,5 | | 25,6 | |
| 1200-T_7 | 63,9 | | 10,5 | 1,82 | 8,5 | 3,1 | 20,5 | 17,6 | |
| 1200- T_2 | 60 | 38,4 | 10,5 | 2,33 | 8,26 | 4,64 | 15,2 | 26,3 | |
| 1200-AF | | | 3,76 | 2,81 | 9,40 | 43,6 | | 495 | 194 |

Fonte: Referência [22].

*Inclui o indutor auxiliar para T_2 . **Inclui o transistor e os diodos. *** Placa plana.

V_{fe} : volume do núcleo; P: perda de potência no enrolamento (P_{Cu}), no núcleo (P_{fe}), no retificador de entrada (P_{rect}), no interruptor e no diodo auxiliar (P_{int}) e no capacitor auxiliar (P_{cap}).

estudada.

Para os circuitos com comutação em baixa frequência, o esforço de corrente do interruptor depende tanto do valor da indutância quanto do tempo de condução do transistor. Quanto maior for este intervalo de tempo maior a faixa de regulação da tensão de saída. Mas isto implica em um maior valor de pico da corrente pelo indutor ou em uma maior indutância, o que traz implicações no aumento do volume do indutor. A topologia T_2 apresenta um maior esforço de corrente, uma vez que utiliza indutância menor através da qual se faz a descarga do capacitor auxiliar.

Consultando a tabela 4.3, verifica-se que os resultados para o AF - “boost” são os

melhores, enquanto a topologia com filtro passivo apresenta o pior desempenho em termos de fator de deslocamento e fator de potência.

Uma estimativa do tamanho dos indutores pode ser obtida por meio do produto de áreas $A_e A_w$ (produto da seção transversal do núcleo com a área da janela ocupada pelo enrolamento), bastante utilizado nos procedimentos de dimensionamento deste tipo de elemento. A tabela 4.3 mostra os valores deste produto considerando os parâmetros e características dados a seguir. Para os conversores com operação em baixa freqüência considera-se um núcleo de Ferro - Silício, com uma densidade de campo magnético $B = 1,5$ T, uma densidade de corrente $J = 5$ A/mm², e coeficiente de ocupação da janela pelo enrolamento $k_R = 0,4$.

Para o AF - “boost”, considera-se um núcleo de pó de ferro, tipo kool- μ (Magnetics) com $B = 0,6$ T. A elevação de temperatura admitida é de 40 °C.

Na tabela 4.4 têm-se estimativas dos volumes do núcleo, com base em valores típicos de produtos comerciais.

Dentre as soluções de baixa freqüência, adicionando-se no cômputo o volume do indutor auxiliar, T_7 é a que apresenta menores valores.

As perdas de potência associadas aos elementos magnéticos e ao retificador de entrada foram calculadas para todas as topologias e níveis de potência.

Foi suposta uma queda de 1 V por diodo e, sendo conhecida a corrente média de entrada, determina-se a potência. No retificador de entrada não há perda de comutação significativa em nenhuma das topologias.

Para os indutores foram consideradas as perdas no núcleo (com base em dados de catálogo que indicam as perdas em função da freqüência, do valor de B e da massa do núcleo) e no enrolamento.

Os valores não são significativamente diferentes entre si, exceto pelas perdas no enrolamento, que são muito maiores nos indutores das topologias com comutação em baixa freqüência. A razão para tal é que foi utilizado, para efeito comparativo, o mesmo valor de densidade de corrente (5 A/mm²) no dimensionamento de todos indutores. Este não é um bom valor para indutores de baixa freqüência, uma vez que o número de espiras exigido implica em uma resistência elevada.

As perdas no capacitor auxiliar (topologias T_2 e T_7) são associadas à sua resistência série equivalente.

Para os semicondutores (exceto a ponte retificadora) foram utilizados dois métodos diversos. Para os circuitos de baixa frequência as perdas foram estimadas considerando tensão e corrente médias pelo transistor e diodo, desprezando perdas de comutação.

Para a topologia AF - “boost”, foi tomado como base um valor de rendimento global de 95%, freqüentemente reportado na literatura, válido para a faixa de potência estudada. Subtraindo as outras perdas estimadas anteriormente, atribui-se a diferença ao transistor e ao diodo. Os valores obtidos são cerca de dez vezes maiores do que aqueles dos circuitos com comutação em baixa frequência, podendo-se atribuir este aumento essencialmente às perdas de comutação.

Para todos os conversores foi suposto que os interruptores (diodo e transistor) têm encapsulamento TO-247 (resistência térmica $R_{\theta jc} = 0,7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$).

A área do dissipador de calor foi calculada considerando a resistência térmica de uma placa de alumínio brilhante de 1 mm de espessura, em posição vertical.

Os valores elevados obtidos para a topologia com comutação em alta frequência têm um importante impacto no volume total destes conversores.

Devido à comutação em baixa frequência, as topologias com filtro passivo, T_1 , T_7 e T_2 não necessitam de filtros de IEM, o que já não ocorre com o AF - “boost”.

A tabela 4.4 indica o volume de filtros comerciais (atenuação entre 50 e 60 dBmV entre 150 kHz e 30 MHz). Note-se que o volume do filtro é muito maior do que o do indutor, sendo similar ao volume do indutor estipulado para o retificador com filtro passivo.

Embora uma posição final sobre a máxima densidade de potência não possa ser tirada diretamente destes dados, é significativa a redução na exigência de dissipadores de calor nas topologias com comutação em baixa frequência. Chama-se também a atenção para o volume ocupado pelo filtro de IEM exigido pelo conversor com comutação em alta frequência.

Dentre as soluções ativas, a topologia T_7 globalmente apresenta os melhores resultados em termos de volume dos elementos magnéticos, não havendo grandes variações em termos das perdas totais. Sua vantagem sobre T_1 é a redução no indutor, enquanto em relação a T_2 ,

a principal vantagem é o alívio dos esforços de corrente na operação do interruptor.

Como já foi dito, o acionamento isolado do transistor é uma dificuldade adicional, mas a inerente proteção contra curto-circuito no interruptor é um aspecto muito relevante.

4.4 Característica Estática

A expressão do ganho estático (4.29), determinada a partir da equação (4.16) para $u_2(\theta_2 - \theta_1) = U_o - U_{20}$, $\theta_d = 0$ e $\theta_c = \theta_2 - \theta_1 = \theta_{on} - \theta_1$, mostra uma relação da tensão U_o com o ângulo θ_{on} , a tensão U_{20} , valor de pico da tensão de entrada U_p e α . Inicialmente, obteve-se o comportamento, por simulação, da tensão U_{20} . Em seguida, determinou-se, a partir de (4.29), a curva da tensão U_o em função do ângulo θ_{on} .

$$U_o = \frac{\alpha^2 \sqrt{U_p^2 - U_{20}^2}}{\alpha^2 - 1} \left\{ \sin(\theta_{on} - \theta_1) - \frac{1}{\alpha} \sin[\alpha(\theta_{on} - \theta_1)] \right\} + \frac{U_{20}}{\alpha^2 - 1} \left\{ \alpha^2 \cos(\theta_{on} - \theta_1) - \cos[\alpha(\theta_{on} - \theta_1)] + \alpha^2 - 1 \right\} \quad (4.29)$$

sendo $\theta_1 = \sin^{-1} \left(\frac{U_{20}}{U_p} \right)$.

A figura 4.14 mostra o comportamento das tensões U_o e U_{20} em função do tempo de condução t_{on} para dois diferentes valores de α e U_i . Considerou-se o tempo de atraso no comando do interruptor (t_d) igual a zero. Devido ao efeito "boost" provocado pelo chaveamento, U_o aumenta com t_{on} até que U_{20} se anula. A partir deste instante, mesmo com o aumento de t_{on} , U_o permanece inalterado. Como o instante em que $U_{20} = 0$ diminui com o aumento do parâmetro α , a máxima tensão U_o também diminui. U_o também decresce com a diminuição da tensão de entrada U_i . Para $U_i=220 \text{ V}_{eficaz}$ tem-se: $U_{omax} = 435 \text{ V}$ para $\alpha = 1,03$ e $U_{omax} = 325 \text{ V}$ para $\alpha = 2,50$. Para $U_i=200 \text{ V}_{eficaz}$ tem-se: $U_{omax} = 397 \text{ V}$ para $\alpha = 1,03$ e $U_{omax} = 296 \text{ V}$ para $\alpha = 2,50$.

Verifica-se, figuras 4.14, 4.15 e 4.16, que para $t_{on} < t_1$ ($t_1 = \frac{\theta_1}{\omega}$), o conversor comporta-se como um filtro passivo LC. Para esta faixa de valores de t_{on} não existe efeito "boost".

Para uma dada indutância L existe um α máximo que permite o conversor operar com uma dada tensão U_o . Por exemplo, deseja-se projetar um conversor operando a $U_o = 325 \text{ V}$ para $L=20 \text{ mH}$, verifica-se na figura 4.14, que o máximo valor de α que garantiria este valor

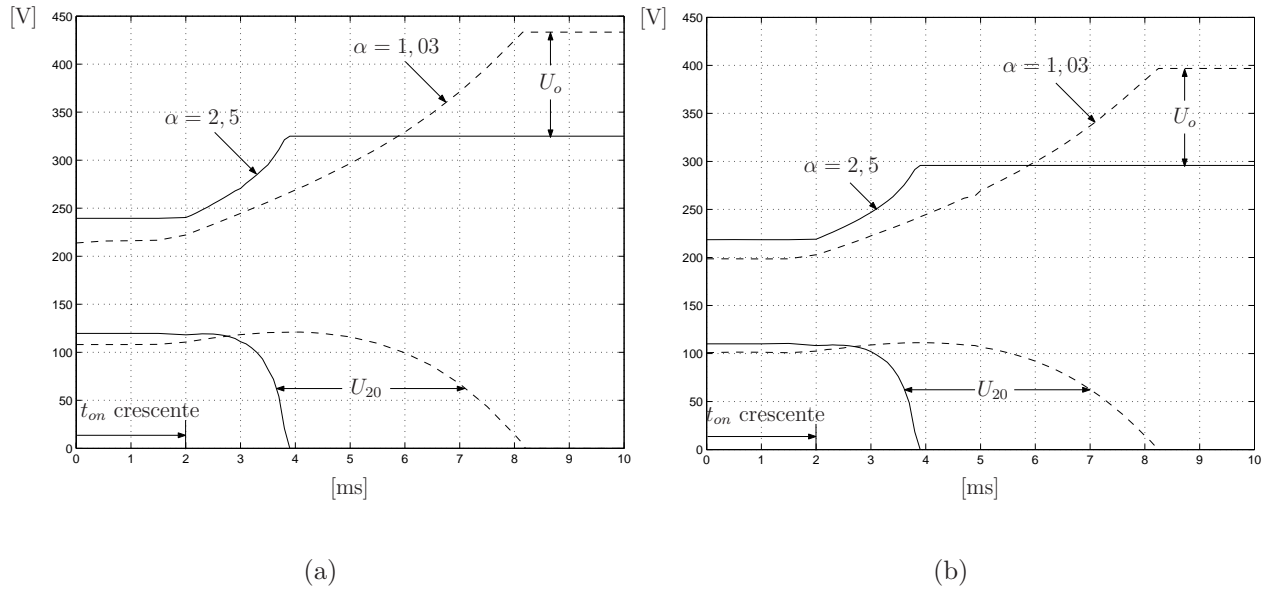


Figura 4.14: Comportamento das tensões U_o e U_{20} . (a) $U_i=220 V_{eficaz}$; (b) $U_i=200 V_{eficaz}$. [$L=37,6$ mH ($\alpha=1,03$), $L=20$ mH ($\alpha=2,5$), $R_L = 61 \Omega$ e $t_d=0$].

é 2,5 para $U_i=220 V_{eficaz}$. A seção (4.5.2) através da figura 4.22 discute este comportamento. Para U_{pmin} (mínimo valor de pico da tensão de entrada para garantir a tensão U_o desejada), P_{in} e U_o constantes, o α máximo aumenta quando se diminui a indutância L .

De acordo com a figura 4.14(b) verifica-se que U_{omax} diminui com a redução da tensão de entrada U_i , eventualmente não permitindo, por parte do sistema de controle, a regulação da tensão U_o . A figura 4.15 mostra o comportamento das tensões U_{20} e U_o para $t_d=2$ ms, neste caso tem-se: para $U_i=220V_{eficaz}$, $U_{omax} = 419$ V para $\alpha = 1,03$ e $U_{omax} = 350$ V para $\alpha = 2,50$. Para $U_i=200V_{eficaz}$, $U_{omax} = 380$ V para $\alpha = 1,03$ e $U_{omax} = 317$ V para $\alpha = 2,50$. Comparando as figuras 4.14 e 4.15, verifica-se que para $\alpha=2,5$ existe um aumento no valor U_{omax} para t_d diferente de zero.

Outra característica do conversor refere-se ao comportamento do ganho estático quando se aumenta o valor da resistência da carga (R_L). A figura 4.16 ilustra este comportamento. Verifica-se que o valor máximo da tensão de saída aumenta, pois o instante em que a tensão U_{20} anula-se também aumenta. Para $\alpha=1,03$ e 2,5 tem-se, respectivamente, $U_{omax} = 496$ e 345 V.

Das figuras 4.14, 4.15 e 4.16, verifica-se que a inclinação da curva da tensão U_o aumenta com o crescimento de α , com isso, uma pequena variação do ângulo de condução do interruptor (t_{on}) provoca um maior efeito “boost”, embora o valor máximo da tensão de saída seja menor.

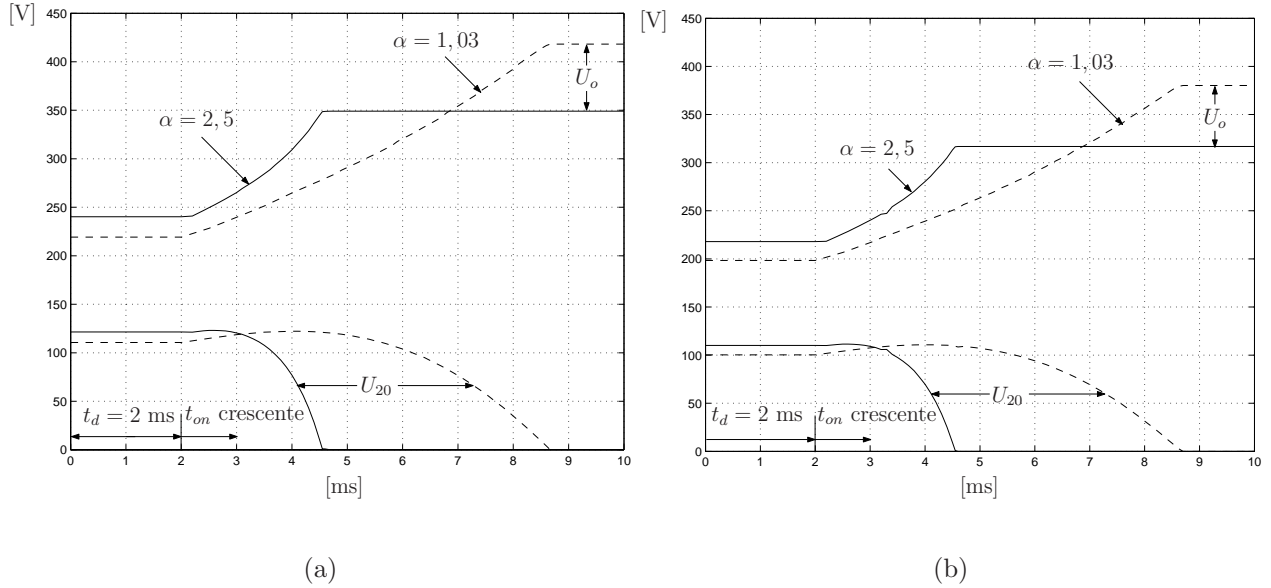


Figura 4.15: Comportamento das tensões U_o e U_{20} . (a) $U_i=220 V_{eficaz}$; (b) $U_i=200 V_{eficaz}$. $[R_L=61 \Omega$ e $t_d=2$ ms].

4.5 Projeto do Conversor

Analogamente aos outros retificadores comutados em baixa frequência, existem vários parâmetros (valor da indutância L , frequência de ressonância, tempo de atraso (t_d ou t_1) e tempo de condução do interruptor S) que influenciam a forma de onda da corrente de entrada, a tensão e a potência de saída. A seguir, dois exemplos de metodologia de projeto são ilustrados.

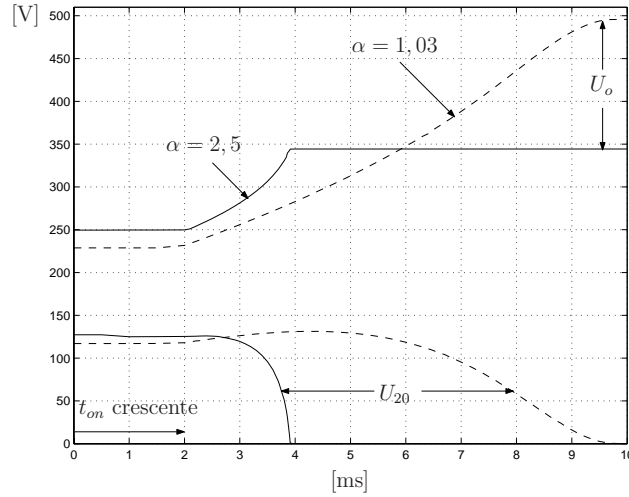


Figura 4.16: Comportamento das tensões U_o e U_{20} . [$R_L=78 \Omega$, $t_d=0$ ms e $U_i=220$ V_{eficaz}].

4.5.1 Regulação da Tensão de Saída

Neste exemplo de projeto, a meta é manter constante a tensão de saída na presença de variações, tanto na tensão de alimentação como na carga. Para tanto, a indutância da entrada e o valor dos capacitores ressonantes são calculados de forma a assegurar que a corrente de entrada se anula no final do semi-ciclo, na mínima tensão de entrada especificada (na figura 4.2 - $\theta_3 = \pi$), a dadas potência e tensão de saída. Assume-se que o interruptor S é mantido sempre ligado nesta situação limite.

Fazendo $\theta_1 = \theta_d = 0$ e $U_{20} = 0$, as equações normalizadas da corrente de entrada i_i e tensão sobre o capacitor C_2 no sub-intervalo $\theta_1 < \theta < \theta_2$, da tabela 4.1, reduzem-se para:

$$i_{iN}(\theta) = \frac{1}{\alpha^2 - 1} [\cos(\theta) - \cos(\alpha\theta)] \quad (4.30)$$

$$u_{2N}(\theta) = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \left[\sin(\theta) - \frac{1}{\alpha} \sin(\alpha\theta) \right] \quad (4.31)$$

O ângulo de condução θ_c é determinado no instante em que u_2 alcança o valor da tensão de saída, isto é, da equação (4.31):

$$u_{2N}(\theta_c) = M_{max} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 - 1} \left[\sin(\theta_c) - \frac{1}{\alpha} \sin(\alpha\theta_c) \right] \quad (4.32)$$

na qual a máxima relação de conversão da tensão desejada $M_{max} = \frac{U_o}{U_{pmin}}$ é usada.

Para o sub-intervalo $\theta_2 < \theta < \theta_3$, a corrente de entrada desenvolve-se como prescrito pela equação indicada na tabela 4.1, sendo, neste caso, $\theta_2 = \theta_c$. Desta equação, impondo que $\theta_3 = \pi$, a seguinte restrição pode ser derivada (I_{i0N} é obtida fazendo $\theta = \theta_c$ na equação (4.30)):

$$\frac{1}{\alpha^2 - 1} [\alpha^2 \cos(\theta_c) - \cos(\alpha\theta_c)] + 1 - M_{max}(\pi - \theta_c) = 0 \quad (4.33)$$

A partir das equações (4.32) e (4.33), encontram-se (numericamente) os valores de α e θ_c para M_{max} (mínima tensão de entrada permitida), a fim de garantir que $\theta_3 = \pi$, ou seja a corrente i_i anula-se no instante π . Deste modo, calcula-se a potência de entrada através da seguinte expressão:

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_i(\theta) i_i(\theta) d\theta = \frac{U_p^2}{wL} \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_{iN}(\theta) i_{iN}(\theta) d\theta = \frac{U_p^2}{wL} P_{inN} \quad (4.34)$$

$$P_{inN} = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{1}{\alpha^2 - 1} \int_0^{\theta_c} \sin(\theta) [\cos(\theta) - \cos(\alpha\theta)] d\theta + \int_{\theta_c}^\pi \sin(\theta) [I_{i0N} - \cos(\theta) - M(\theta - \theta_c)] d\theta \right\} \quad (4.35)$$

na qual P_{inN} é a potência de entrada normalizada e I_{i0N} é obtido através da expressão (4.30) para $\theta = \theta_c$.

Assim, para uma desejada potência de entrada, o valor do indutor L pode ser calculado através da equação (4.34) conhecendo-se α , θ_c , M (U_o e U_p) e ω . Com os valores de α e L , calcula-se o valor dos capacitores ressonantes C_1 e C_2 .

Outra forma de determinar o valor do indutor L e, conseqüentemente, os capacitores C_1 e C_2 , é analisar os ábacos indicados na figura 4.17 e seguir os seguintes passos:

- Para um específico valor de M (conhecendo-se U_o e U_p), intercepta-se as curvas, nos gráficos (a) e (b) da figura 4.17, para encontrar os valores de P_{inN} e α , respectivamente;
- Para uma dada potência de entrada P_{in} , determina-se o valor do indutor L através da equação (4.34);

- Com a equação $C_1 = C_2 = \frac{1}{2L\alpha^2\omega^2}$ obtém-se o valor dos capacitores ressonantes.

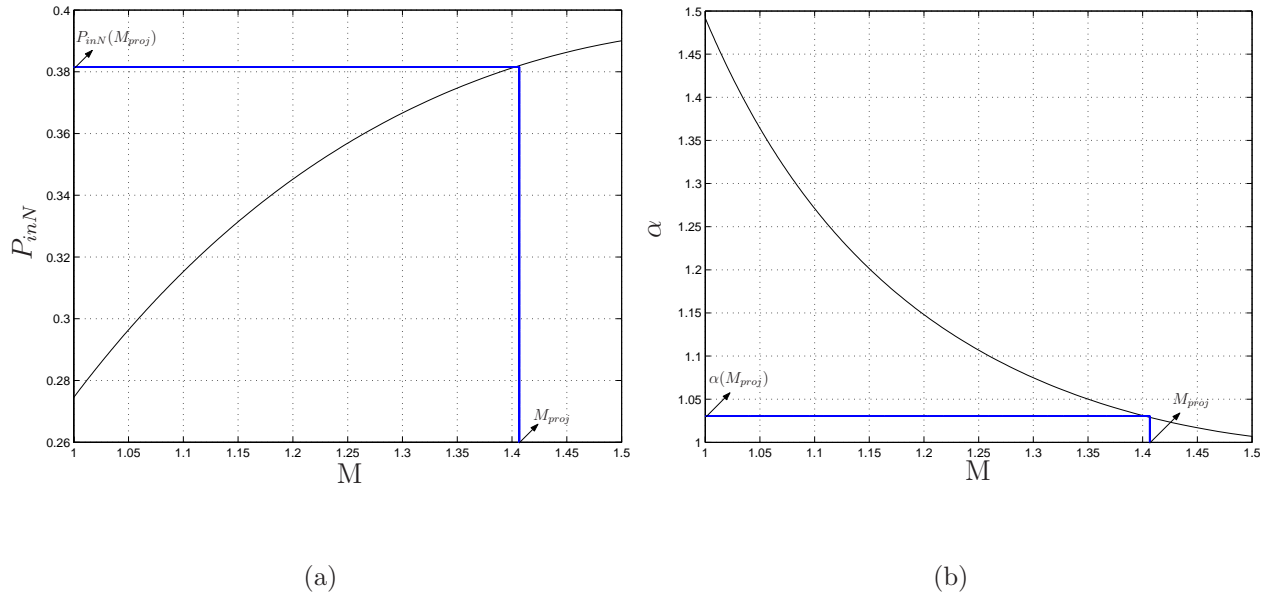


Figura 4.17: (a) Potência de entrada normalizada P_{inN} e (b) freqüência de ressonância α , como uma função da taxa de conversão da tensão (M) no caso em que a corrente de entrada anula-se em $\theta_3 = \pi$.

Como exemplo, considera-se o conversor operando com as seguintes especificações:

- Tensão de Entrada: $220 V_{eficaz} \pm 20\%$;
- Potência de Entrada: $P_{in}=2$ kW;
- Tensão de Saída: $U_o=350$ V.

O valor da taxa de conversão da tensão M é determinado através do **menor** valor da tensão $U_{ieficaz}$ permitido, ou seja:

$$M_{proj} = \frac{U_o}{U_{pmin}} = \frac{350}{176\sqrt{2}} \cong 1,4062$$

Com o valor M_{proj} determina-se, nas curvas da figura 4.17, os valores $P_{inN}(M_{proj}) \cong 0,3815$ e $\alpha(M_{proj}) \cong 1,0302$. Assim, a partir da equação (4.34), calcula-se o valor do indutor L :

$$P_{in} = \frac{U_{pmin}^2}{wL} P_{inN} \Rightarrow L = \frac{U_{pmin}^2}{w} \frac{P_{inN}}{P_{in}} \Rightarrow L = \frac{(176\sqrt{2})^2 (0,3815)}{2\pi f} \frac{1}{2000} \quad (4.36)$$

$$L_{50Hz} \cong 37,6mH$$

$$L_{60Hz} \cong 31,3mH$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2Lw^2\alpha^2} = \frac{1}{2(0,0376)(2\pi f)^2(1,0302)^2}$$

$$C_{150Hz} = C_{250Hz} \cong 127\mu F$$

$$C_{160Hz} = C_{260Hz} \cong 106\mu F$$

Com os valores de L , C_1 e C_2 (supondo o conversor operando com rendimento de 100%), garante-se, para U_{pmin} , que a corrente i_i anula-se em $\theta_3 = \pi$, mantendo-se o interruptor S ligada durante todo o tempo. A figura 4.18(a) ilustra este resultado.

A figura 4.18(b) mostra o espectro da corrente i_i do conversor operando a $U_i=230 V_{eficaz}$ (valor estabelecido pela norma IEC 61000-3-2) e $f=50$ Hz. Neste caso, obtiveram-se os seguintes valores: corrente de pico $I_{ipico}=16,23$ A, amplitude da corrente fundamental $I_{i1}=13,1$ A, fator de deslocamento da fundamental $\cos(\phi_1)=0,94$ e o $FP=0,91$.

O critério que garante $i_i(\pi) = 0$ para a mínima tensão de entrada, determinou uma indutância L com valor elevado. Neste caso, L foi projetado para garantir a regulação de U_o para uma variação da tensão de entrada de 20%. Para o projeto considerando variações menores (5%, 10%), o valor de L aumentará, uma vez que (equação (4.36)) o valor da indutância é diretamente proporcional ao valor da tensão U_{pmin} ao quadrado. Na seção (4.5.2) apresenta-se outro critério para o cálculo de L .

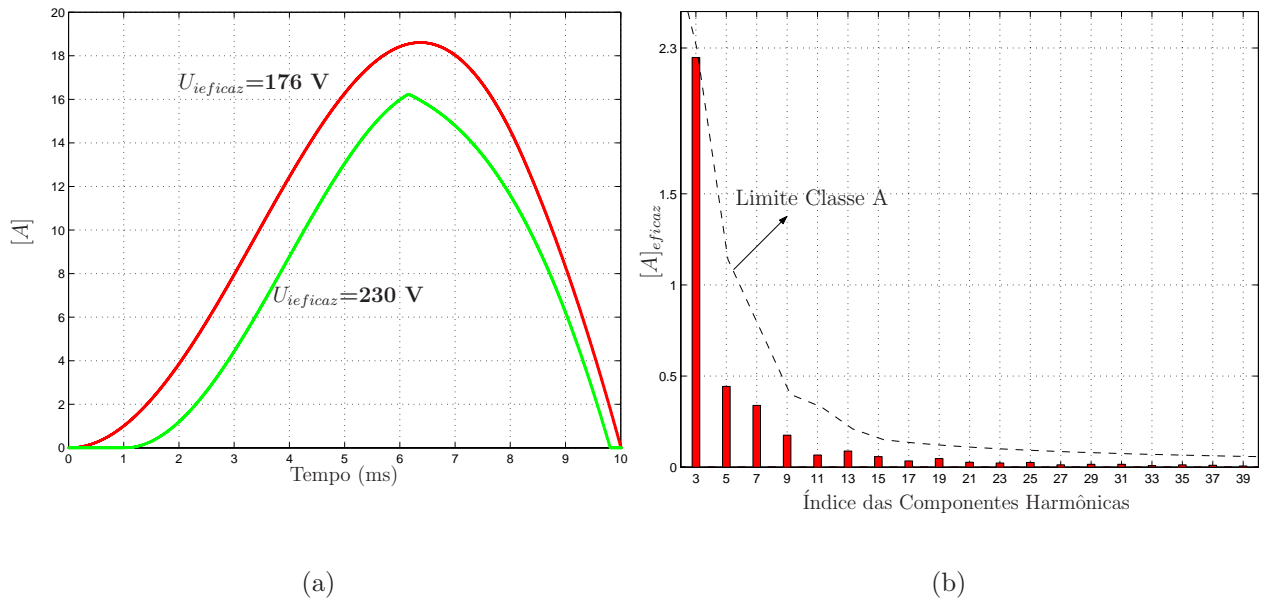


Figura 4.18: a) Forma de onda da corrente de entrada para dois valores diferentes da tensão de entrada; b) Espectro da corrente de entrada para $U_i = 230 \text{ V}_{eficaz}$. [$P_{in} = 2 \text{ kW}$, $U_o = 350 \text{ V}$].

4.5.2 Concordeância com a Norma IEC 61000-3-2

Se a meta é atender à norma IEC 61000-3-2 sem estabelecer a priori a capacidade de regulação da saída, o valor do indutor pode ser reduzido. A figura 4.19 mostra o comportamento da terceira, quinta e sétima harmônicas no plano $\theta_{on}-\alpha$. Para a potência e tensão de saída desejados e a faixa de valores de α analisados, os valores absolutos das harmônicas de ordem superior estão abaixo dos seus respectivos limites. Com estas curvas determina-se o máximo valor de α a fim de garantir o cumprimento da norma. Para a curva 4.19(a) tem-se $\alpha = 2,73$, na curva 4.19(b) tem-se $\alpha = 2,55$ e na curva 4.19(c) tem-se $\alpha = 3,29$. Neste caso, a obediência à norma fica limitada pela quinta harmônica para um $\alpha_{max} = 2,55$.

Considerando os mesmos valores P_{in} , U_o e U_{inon} do exemplo do item anterior, a obediência à norma pode ser alcançada com: $L = 17,2 \text{ mH}$ e $C_1 = C_2 = 45,4 \mu\text{F}$ ($T_d = 0$ e $T_{on} = 4 \text{ ms}$). A figura 4.23 ilustra a forma de onda e o espectro da corrente i_i para o circuito TOP7 operando com estes parâmetros.

Da figura 4.23(a) tem-se: $I_{ipico} = 15,35 \text{ A}$, $I_{i1} = 8,84 \text{ A}_{eficaz}$, $\cos(\phi_1) = 0,971$ e $FP = 0,94$.

Comparando os valores obtidos de L para os dois métodos de projeto (37,6 mH e 17,2

mH), verifica-se que o valor foi reduzido significativamente. Por outro lado, o projeto que visa atender a norma não garante regulação da tensão de saída para o conversor operando em subtensões. A capacidade de regulação da tensão contra variações na carga e sobretensões é mantida.

Refazendo o dimensionamento da indutância L , considera-se que o conversor consiga regular U_o para variações de até -5% em relação ao valor da tensão nominal, no caso 220 V_{eficaz} .

O gráfico da figura 4.20(a) mostra o comportamento da indutância L para o conversor operando com $U_o=350$ V, $P_{in}=2$ kW, $t_d=0$ e largura de pulso máxima ($t_{on}=10$ ms), para duas tensões de entrada diferentes. A figura 4.20(b) apresenta o comportamento da indutância para as mesmas condições de operação, mas com $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms. Verifica-se, em ambos os casos, que a indutância diminui com a tensão U_i a fim de garantir a regulação.

Deseja-se determinar a mínima indutância que, além de garantir a regulação do conversor para $U_i = 209 V_{eficaz}$, garanta a conformidade com a norma. Da figura 4.21 verifica-se que a restrição à norma é imposta pela terceira harmônica da corrente de entrada. No caso da figura 4.21(a), o máximo α para manter a terceira harmônica operando dentro dos limites da norma é 1,865, enquanto para o caso da figura 4.21(b) $\alpha_{max} = 1,736$.

Com os valores de α_{max} e os gráficos das figuras 4.20 e 4.22 determinam-se os valores de L e dos capacitores de ressonância (C_1 e C_2), respectivamente. Dos gráficos das figuras 4.20(a) e 4.22(a), têm-se, 23,7 mH e 61,3 μF , respectivamente, enquanto que das figuras 4.20(b) e 4.22(b), tem-se, 29 mH e 58 μF , respectivamente. A mínima indutância é obtida para o caso com $t_d = 0$. O novo indutor apresentou uma indutância significativamente menor quando comparado com o valor da indutância obtido na seção (4.5.1).

A figura 4.24 mostra a forma de onda da corrente i_i e o respectivo espectro harmônico para $L=23,7$ mH e $C_1 = C_2 = 61,3\mu F$ ($t_d = 0$ e $t_{on}=4,53$ ms). Verifica-se que o valor da terceira harmônica está no limite da norma IEC 61000-3-2. Nesta figura tem-se: $I_{ipico}=15,16$ A, $I_{i1}=8,69$ A, A_{eficaz} , $\cos(\phi_1)=0,9995$ e $FP=0,962$.

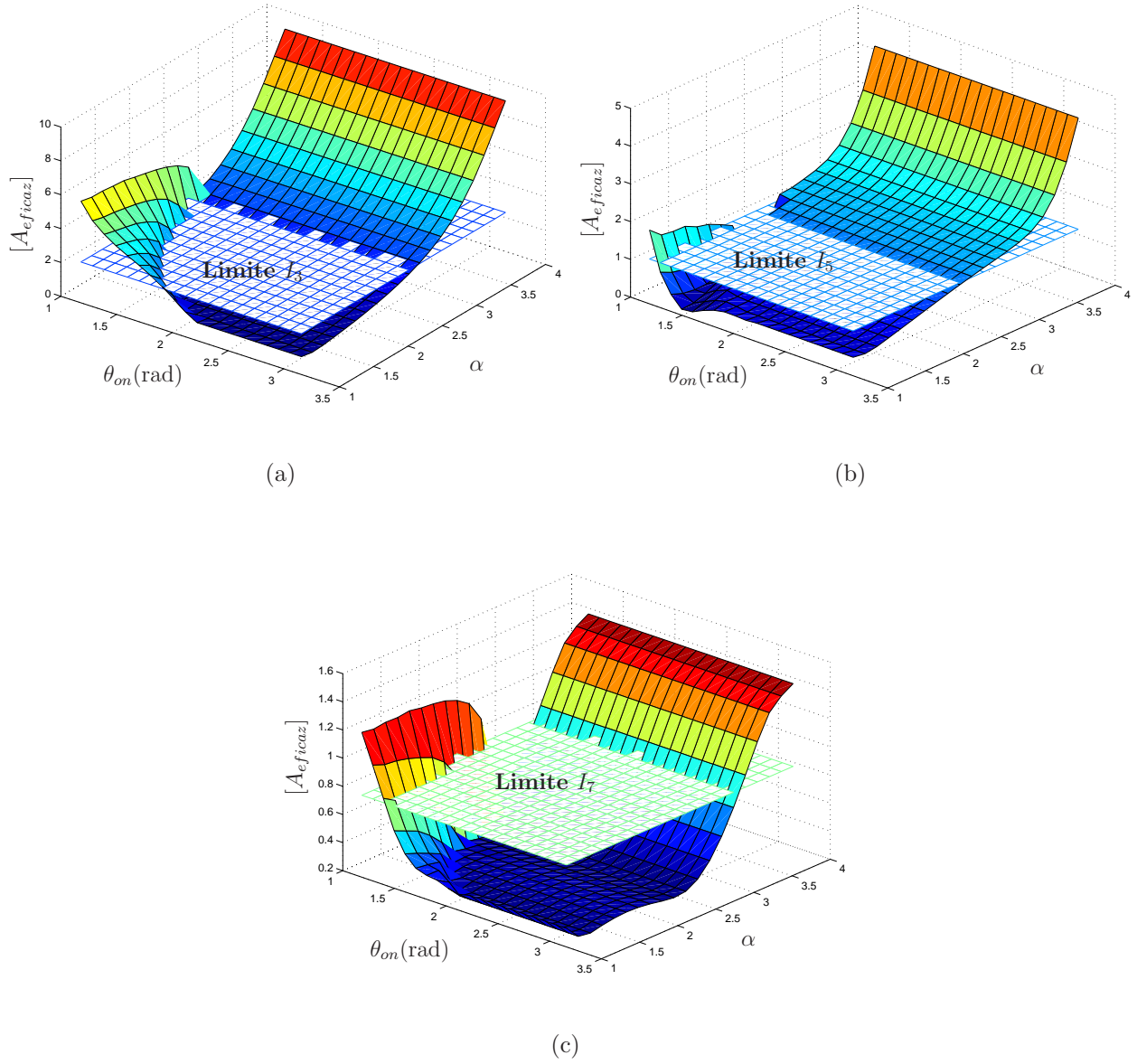


Figura 4.19: Comportamento dos valores eficazes das parcelas harmônicas da corrente no plano $\theta_{on} - \alpha$. (a) Terceira; (b) Quinta; (c) Sétima.

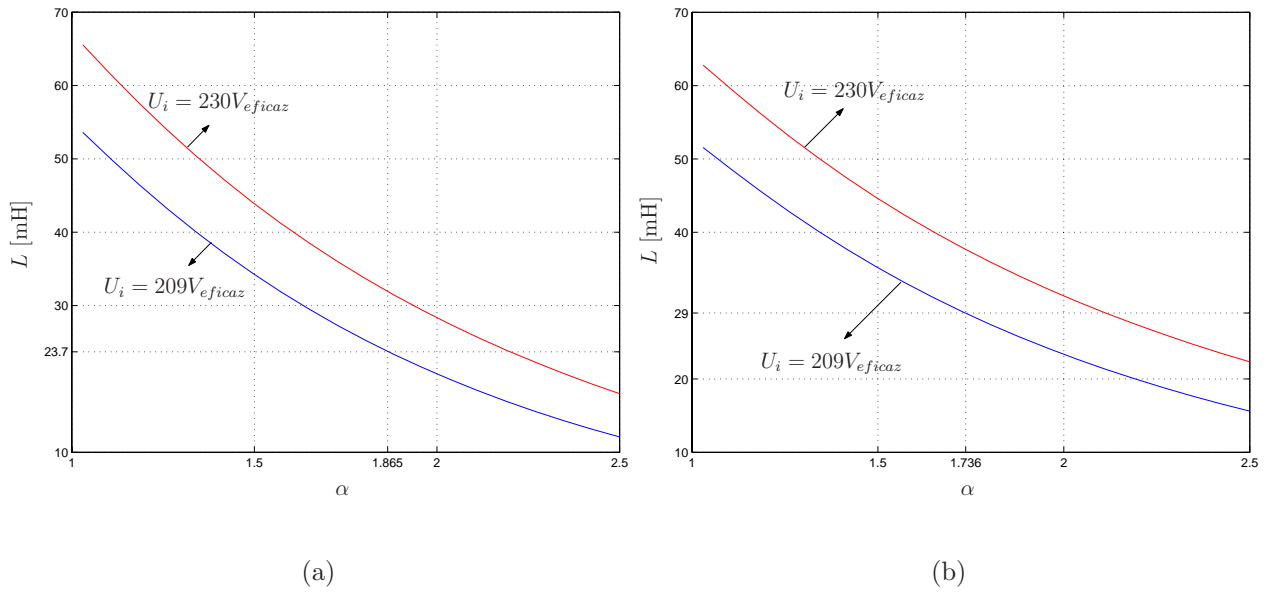


Figura 4.20: Comportamento da indutância L . (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms.

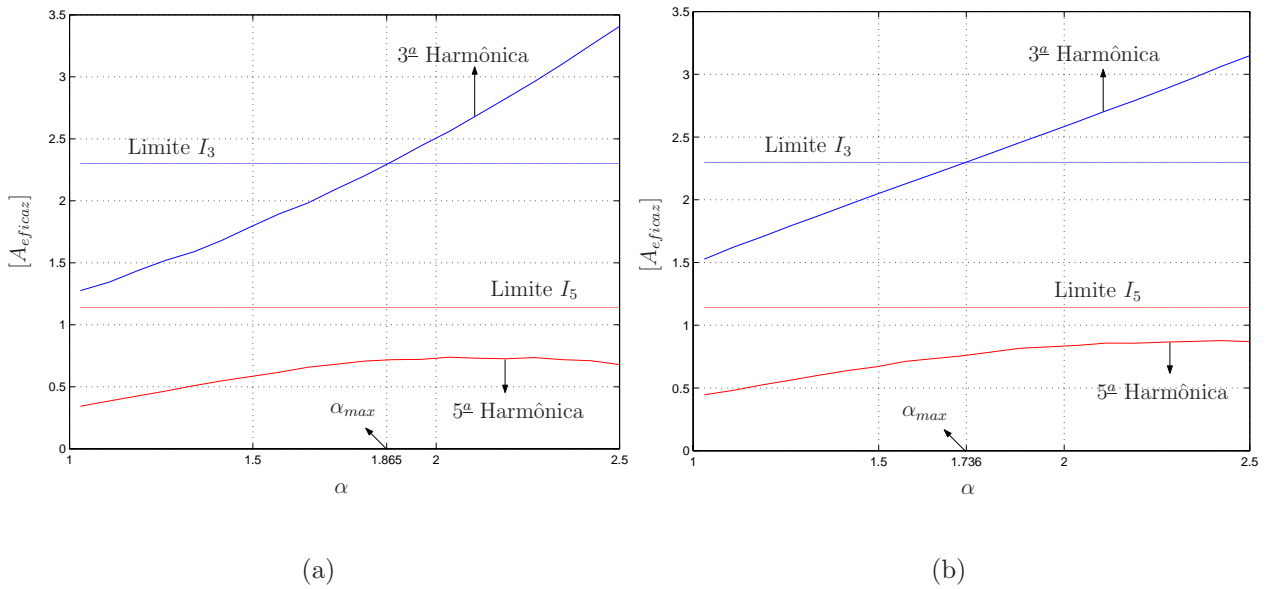


Figura 4.21: Comportamento da terceira e quinta harmônicas. (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms.

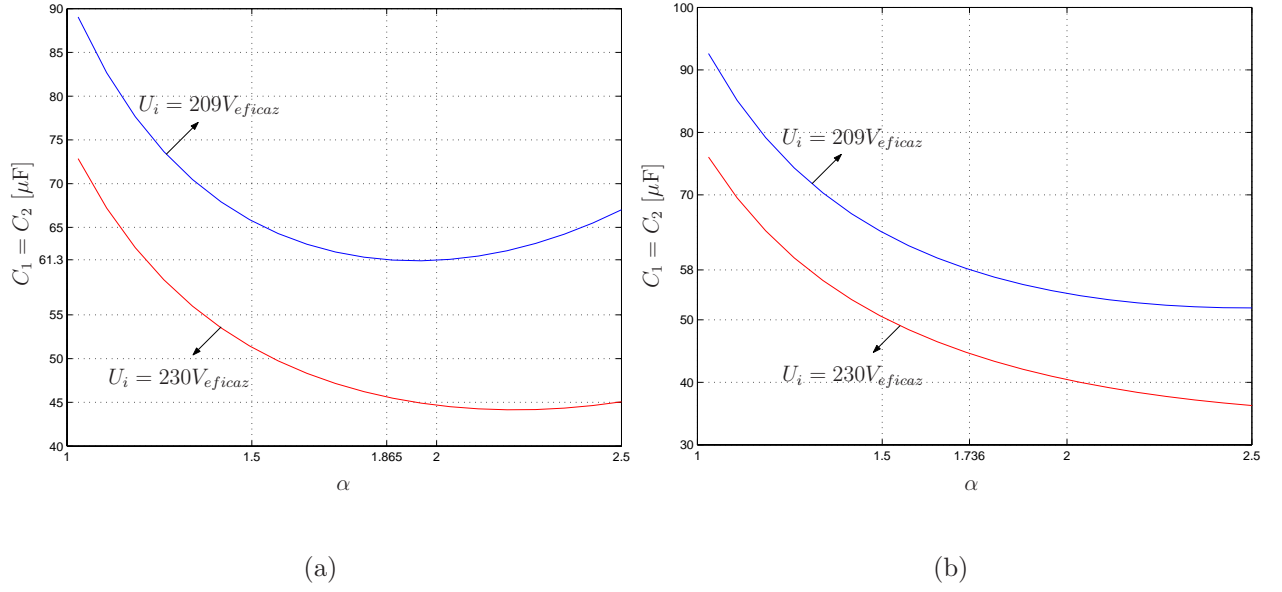


Figura 4.22: Comportamento da capacitância de ressonância. (a) $t_d=0$ ms e $t_{on}=10$ ms; (b) $t_d=1,5$ ms e $t_{on}=8,5$ ms.

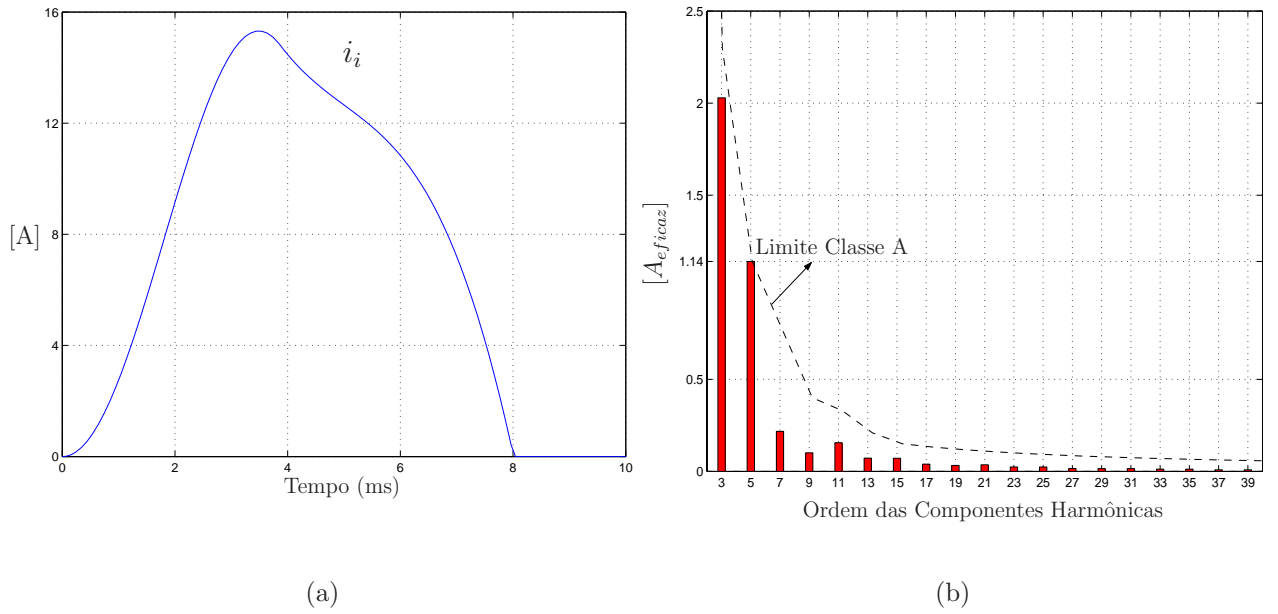


Figura 4.23: (a) Forma de onda da corrente i_i ; (b) Espectro da corrente i_i . [$L=17,2$ mH e $C_1 = C_2 = 45,4\mu F$].

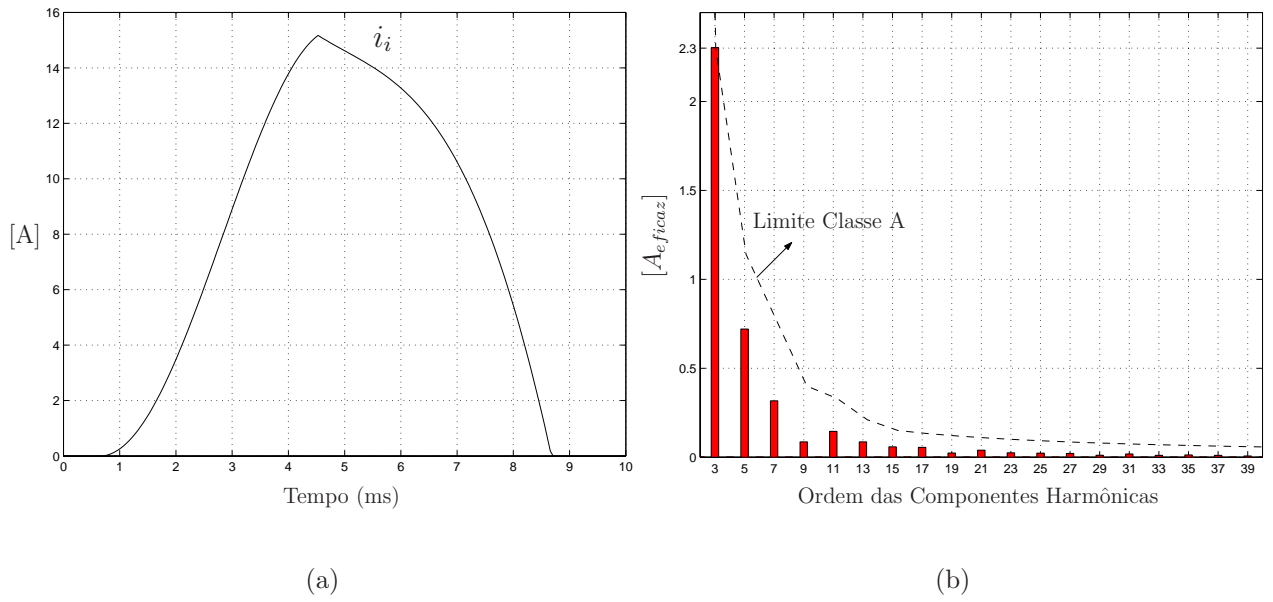


Figura 4.24: (a) Forma de onda da corrente i_i ; (b) Espectro da corrente i_i . [$L=23,7$ mH e $C_1 = C_2 = 61,3\mu F$].

4.6 Projeto da Estrutura de Controle

O objetivo desta seção é projetar um compensador do tipo PI que garanta a estabilidade do sinal de controle do interruptor S tanto para variações na tensão de entrada como na carga.

4.6.1 Modelamento Matemático

Para o modelamento matemático do circuito TOP7 utiliza-se a figura 4.25. Neste caso, por simplicidade, a estrutura denominada **Conv**, indicada na figura 4.25(b), é representada por um circuito de 4 terminais.

Considera-se a estrutura com rendimento de 100% e o fator de deslocamento entre u_i e i_i ($\cos \phi_1$) aproximadamente 1. Deste modo, pode-se escrever a seguinte relação:

$$u_i(\theta) = Z_c i_i(\theta) \Rightarrow i_i(\theta) = \frac{1}{Z_c} u_i(\theta) \Rightarrow i_i(\theta) = Y_c u_i(\theta) \quad (4.37)$$

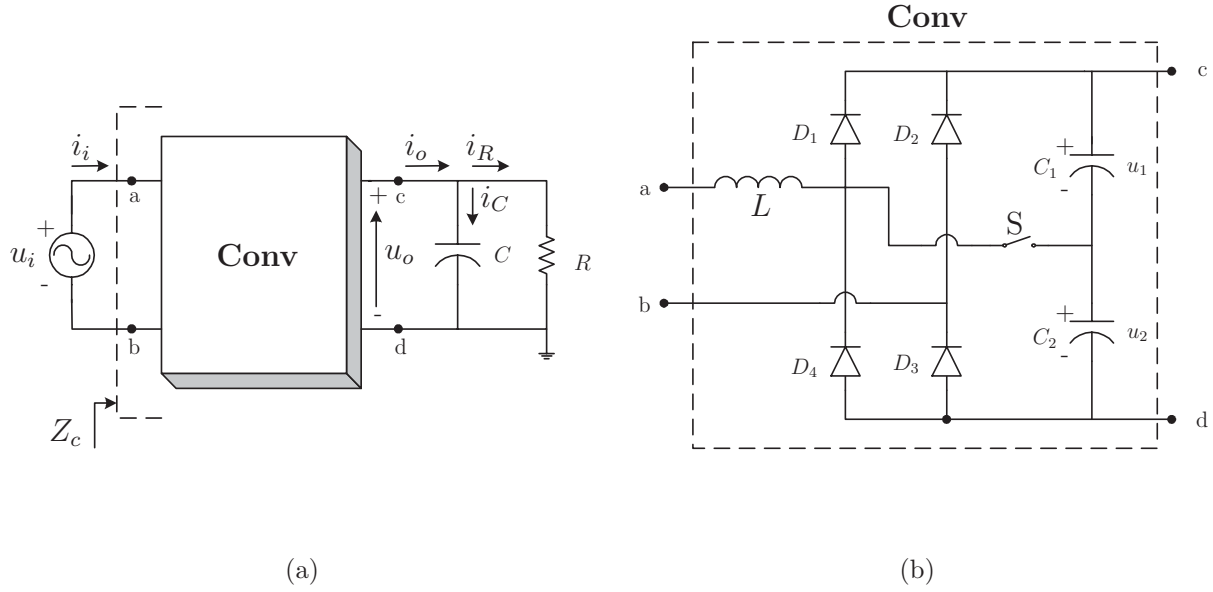


Figura 4.25: (a) Topologia TOP7 representada por um circuito de 4 terminais; (b) Estrutura interna do circuito.

na qual Y_c indica a admitância vista pela fonte e $u_i(\theta) = U_p \sin(\theta)$.

A potência instantânea de entrada é dada por:

$$\begin{aligned} p_{in}(\theta) &= u_i(\theta) i_i(\theta) = Y_c u_i(\theta)^2 \\ p_{in}(\theta) &= \frac{Y_c U_p^2}{2} - \frac{Y_c U_p^2}{2} \cos(2\theta) \end{aligned} \quad (4.38)$$

Como a estrutura é considerada com rendimento de 100%, isto implica que a potência média fornecida pela fonte (P_{in}) é igual à potência média consumida pela carga (P_o):

$$P_{in} = P_o = U_o I_o = \frac{Y_c U_p^2}{2} \Rightarrow I_o = \frac{Y_c U_p^2}{2 U_o} \quad (4.39)$$

na qual U_o é a tensão média na saída, e a corrente média no capacitor (I_C) é dada por:

$$I_C = I_o - I_R = \frac{Y_c U_p^2}{2 U_o} - \frac{U_o}{R} \quad (4.40)$$

Considerando as componentes de baixa frequência, deriva-se a equação (4.40) em relação a Y_c e a U_o , obtendo-se o comportamento da corrente no capacitor na presença de pequenas variações em torno do ponto de operação do conversor (Y_c, U_o):

$$\begin{aligned}\tilde{i}_c &= \frac{U_p^2}{2U_o} \tilde{y}_c - \frac{Y_c U_p^2}{2U_o^2} \tilde{u}_o - \frac{1}{R} \tilde{u}_o \\ \tilde{i}_c &= \frac{U_p^2}{2U_o} \tilde{y}_c - \left(\frac{Y_c U_p^2}{2U_o^2} + \frac{1}{R} \right) \tilde{u}_o\end{aligned}\tag{4.41}$$

sendo \tilde{i}_c , \tilde{y}_c e \tilde{u}_o a notação utilizada para indicar pequenas variações em torno do ponto de operação do conversor.

Substituindo a equação (4.41) em $\tilde{u}_o = \frac{1}{C_s} \tilde{i}_c$ determina-se:

$$H(s) = \frac{\tilde{u}_o}{\tilde{y}_c} = \frac{U_p^2}{2CU_o(s + w_p)}\tag{4.42}$$

na qual $w_p = \frac{g_o}{C}$, sendo $g_o = \frac{Y_c U_p^2}{2U_o^2} + \frac{1}{R}$.

A razão cíclica d é definida por:

$$d = \frac{v_c}{U_s}\tag{4.43}$$

na qual U_s é a amplitude do sinal dente-de-serra utilizado na comparação com o sinal de controle v_c .

Agora é necessário determinar uma relação entre a admitância (Y_c) e a razão cíclica (d) do interruptor S. A figura 4.26 representa este comportamento para os indutores e capacitores de ressonância projetados na seção (4.5). As curvas foram obtidas por simulação. Variou-se a tensão de entrada (U_i) e a razão cíclica de modo a garantir a potência média na entrada, em regime permanente, (P_{in}) em 2 kW. Com a expressão $Y_c = \frac{2P_{in}}{U_p^2}$, foram calculados os valores da admitância Y_c em função da razão cíclica d . Nestas curvas verifica-se o ponto de operação do conversor para a $U_i=220 V_{eficaz}$. O valor d_{max} foi obtido para o conversor operando com a mínima tensão de entrada estipulada no projeto. No caso da figura 4.26(a) $U_{i_{min}}=176 V_{eficaz}$, enquanto na figura 4.26(b) $U_{i_{min}}=209 V_{eficaz}$. Para valores menores que $U_{i_{min}}$, não se consegue garantir $P_{in}=2$ kW, mesmo com aumento da razão cíclica. O valor d_{min} foi obtido para o conversor operando com a máxima tensão de entrada a fim de manter P_{in} constante. No caso da figura 4.26(a) $U_{i_{max}}=343 V_{eficaz}$, enquanto na figura 4.26(b) $U_{i_{max}}=323 V_{eficaz}$. Para valores maiores que $U_{i_{max}}$ aumenta-se o valor da potência P_{in} , mesmo zerando a razão

cíclica. Comparando as figuras, verifica-se uma maior possibilidade de variação do parâmetro d na figura 4.26(a), garantindo a regulação do conversor para uma ampla variação da tensão de entrada. Por outro lado, a figura 4.26(b) apresenta uma curva com maior inclinação, o que determina uma maior alteração na transferência de potência para a saída para uma pequena variação da razão cíclica, quando comparado com a figura 4.26(a).

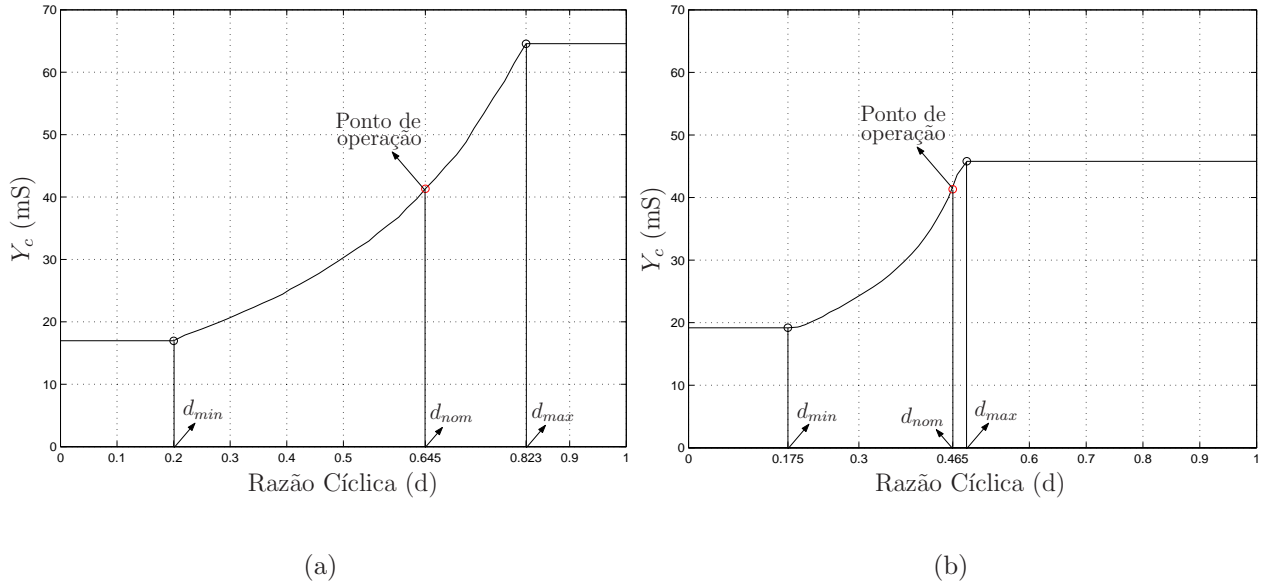


Figura 4.26: Comportamento da admitância Y_c em função de d . O conversor opera com: (a) $L=37,6$ mH e $C_1 = C_2 = 127$ μ F; (b) $L=23,7$ mH e $C_1 = C_2 = 61,3$ μ F.

Embora a relação seja não linear, pode-se considerar na figura 4.26, uma reta que passe pela origem e pelo ponto de operação do conversor ($Y_{c_{nom}}$, $U_{i_{nom}}$, U_o), pode-se escrever a seguinte relação:

$$M(s) = \frac{\tilde{y}_c}{d} = \frac{Y_{c_{nom}}}{d_{nom}} = \frac{2P_{nom}}{d_{nom}U_{p_{nom}}^2} \quad (4.44)$$

Substituindo (4.44) em (4.42), determina-se a função transferência entre a tensão de saída (\tilde{u}_o) e a largura de pulso d :

$$F(s) = \frac{\tilde{u}_o}{d} = \frac{P_{nom}}{d_{nom}CU_o(s + w_p)} \quad (4.45)$$

A figura 4.27 mostra o diagrama de blocos do sistema linearizado realimentado, na qual:

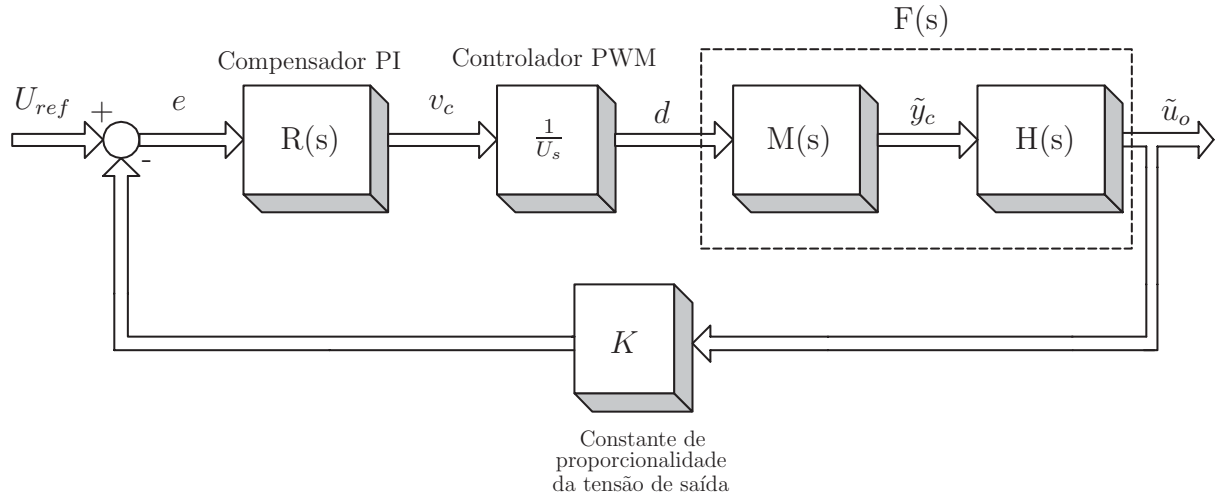


Figura 4.27: Diagrama de blocos do sistema.

- $R(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{s + w_z}{s} \Rightarrow$ Função transferência do compensador PI.

k_p e k_i são as constantes de proporcionalidade e de integração do compensador, respectivamente, e $w_z = \frac{k_i}{k_p}$.

- $K = \frac{U_{ref}}{U_o} \Rightarrow$ Ganho do divisor de tensão do sinal de saída do conversor.

U_{ref} tensão de referência.

- $\frac{1}{U_s} \Rightarrow$ Função transferência do controlador MLP (Modulação por Largura de Pulso).

U_s é a amplitude do sinal dente-de-serra utilizado na comparação com o sinal de controle v_c , que produz o pulso de comando do interruptor.

4.7 Projeto do Compensador PI

A função transferência de malha fechada do diagrama de blocos da figura 4.27 é dada por:

$$\frac{\tilde{u}_o}{U_{ref}} = \frac{Ak_p(s + w_z)}{s^2 + (Bk_p + w_p)s + w_zk_pB} \quad (4.46)$$

com $A = \frac{P_{nom}}{d_{nom}CU_sU_o}$ e $B = \frac{P_{nom}U_{ref}}{d_{nom}CU_sU_o^2}$

Aplicando o critério de estabilidade de Routh na função (4.46), verifica-se que o sistema de malha fechada é estável para qualquer $k_p > 0$. A figura 4.28 permite estudar a evolução dos pólos do sistema de malha fechada (4.46) quando o parâmetro k_p é variado continuamente ($0 < k_p < \infty$), possibilitando a determinação deste parâmetro de tal forma que o sistema atinja o comportamento dinâmico desejado.

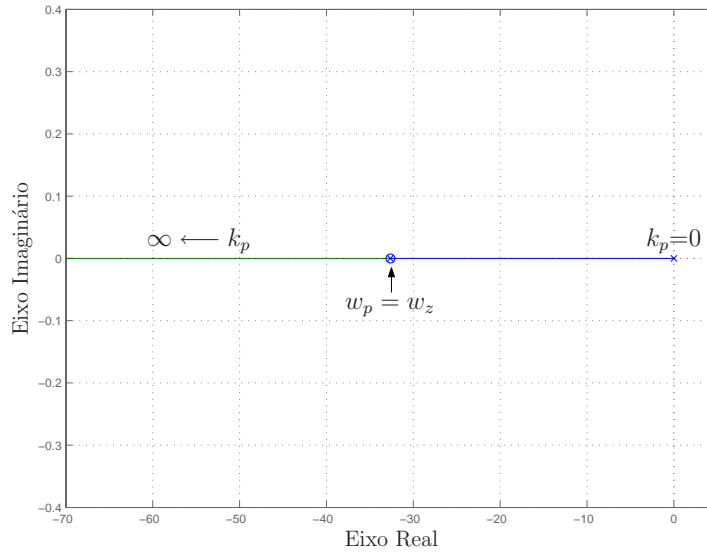


Figura 4.28: “Root-Locus” do sistema estudado.

O valor de k_p será determinado analisando a função transferência do sistema de malha aberta $MA(s)$:

$$MA(s) = Bk_p \frac{(s + w_z)}{s(s + w_p)} = G \angle \varphi \quad (4.47)$$

$$G = \frac{Bk_p}{w_{cr}} \sqrt{\frac{w_z^2 + w_{cr}^2}{w_p^2 + w_{cr}^2}} \quad (4.48)$$

$$\varphi = -90^\circ - \text{tg}^{-1}\left(\frac{w_{cr}}{w_p}\right) + \text{tg}^{-1}\left(\frac{w_{cr}}{w_z}\right) \quad (4.49)$$

sendo G o ganho, φ a fase e w_{cr} a frequência de corte do sistema de malha aberta.

Para que componentes na frequência do “ripple” de tensão ($2f_{rede}$) sejam atenuadas, será adotado $w_{cr} \ll 2w_{rede}$.

Caso o ângulo de fase φ esteja próximo de 180° , o sistema é estável, contudo ocorrerão “overshoot/undershoot” e oscilações que são indesejáveis. Assim, define-se uma margem de fase (MF) em que o conversor possa operar sem que suas características de desempenho sejam prejudicadas, conforme equação (4.50).

$$MF = 180^\circ - |\varphi| \quad (4.50)$$

Adotando-se $w_p = w_z$, e analisando as equações (4.49) e (4.50), verifica-se que $MF = 90^\circ$.

O valor de k_p para $G=1$ será dado por:

$$\boxed{k_p = \frac{w_{cr}}{B} \implies k_p = \frac{d_{nom} w_{cr} C U_s U_o^2}{P_{nom} U_{ref}}} \quad (4.51)$$

Com isso, determina-se o valor de k_i :

$$\boxed{k_i = w_z k_p = w_p k_p \implies k_i = \frac{w_p w_{cr}}{B} \implies k_i = \frac{2 d_{nom} w_{cr} U_s U_o^2}{R P_{nom} U_{ref}}} \quad (4.52)$$

com $w_p = \frac{2}{RC}$.

Com as expressões (4.51) e (4.52) têm-se os parâmetros do compensador PI.

4.7.1 Discretização do Controlador

Uma vez obtidos os parâmetros do controlador analógico (k_p e k_i), pode-se obter o controlador digital correspondente da seguinte forma:

1) Controlador Proporcional

$$u(k) = k_p e(k) \quad (4.53)$$

2) Controlador Integrador

$$\int_0^{kT} e(t) dt = T \sum_{i=0}^{k-1} \frac{e(iT) + e(iT + T)}{2} \quad (4.54)$$

sendo que T indica o período de aquisição de dados do conversor A/D.

3) Controlador Proporcional-Integrador

O controlador PI é constituído combinando-se os controladores (4.53) e (4.54). Desta forma, tem-se:

$$u(k) = k_p e(k) + k_i T \sum_{i=0}^{k-1} \frac{e(i) + e(i+1)}{2} \quad (4.55)$$

e

$$u(k-1) = k_p e(k-1) + k_i T \sum_{i=0}^{k-2} \frac{e(i) + e(i+1)}{2} \quad (4.56)$$

resultando

$$u(k) - u(k-1) = k_p [e(k) - e(k-1)] + k_i T \left[\frac{e(k) + e(k-1)}{2} \right] \quad (4.57)$$

ou seja,

$$\boxed{u(k) = u(k-1) + \left(k_p + \frac{k_i T}{2} \right) e(k) - \left(k_p - \frac{k_i T}{2} \right) e(k-1)} \quad (4.58)$$

Convém notar que nas expressões anteriores, o controle $u(k)$ depende de $e(k)$. Na implementação do controlador em tempo real, existe um atraso entre a aquisição de $e(k)$ e o cálculo de $u(k)$. De acordo com a figura 4.29, os valores discretizados do erro ($e(k)$ e $e(k-1)$) podem ser calculados por:

$$e(k) = U_{ref}(k) - u(k-1) \quad (4.59)$$

$$e(k-1) = U_{ref}(k-1) - u(k-2) \quad (4.60)$$

A figura 4.30 mostra o resultado obtido da implementação de um PI digital. De acordo com a figura 4.29, aplica-se uma entrada degrau na referência para verificar o comportamento do sinal $u(k)$. Utilizou-se a seguinte recorrência temporal:

$$u(k) = u(k-1) + 0,5e(k) - 0,25e(k-1) \quad (4.61)$$

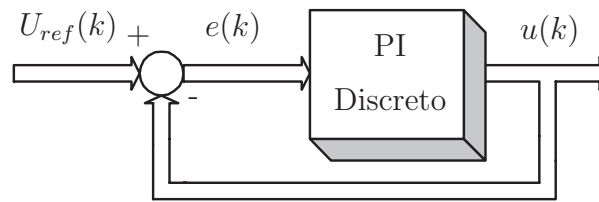


Figura 4.29: Estrutura utilizada para ajuste do PI digital.

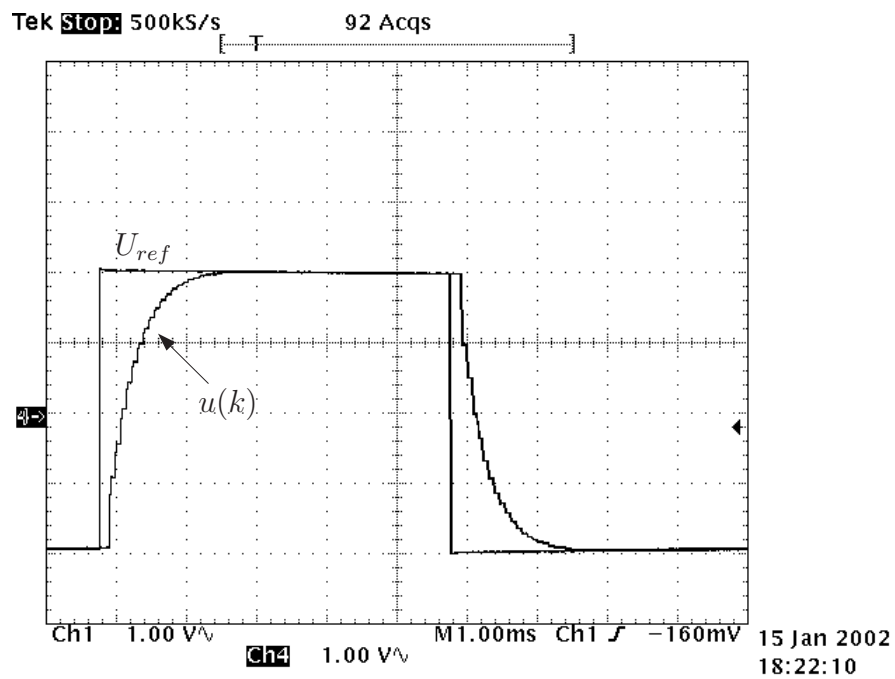


Figura 4.30: Comportamento do sinal $u(k)$ para U_{ref} igual a uma onda quadrada.

Capítulo 5

Simulações e Resultados

Experimentais

Este capítulo apresenta os resultados computacionais e experimentais para os dois métodos de projeto apresentados na seção (4.5). A partir de agora, o projeto indicado na seção (4.5.1) denomina-se **método 1** e o projeto referente a seção (4.5.2) denomina-se **método 2**.

5.1 Simulações

5.1.1 Resultados para o Método 1

Elaborou-se uma estrutura conforme a figura 5.1 no simulador PSpice/Orcad a fim de verificar o comportamento da tensão de saída na presença de distúrbios da tensão de entrada ou na carga.

- Dados do circuito da figura 5.1: $L=37,6$ mH, $C_1 = C_2 = 127\mu F$, $C_L = 1,2$ mF, $R_L = 61,25\Omega$, $U_{ref} = 3V$, $U_s = 5V$, $U_o = 350V$ e $P_{nom} = 2kW$.

- Projeto do PI: $w_z = w_p = \frac{2}{R_L C_L} = 27,2$ rad/s, $d_{nom}=0,645$ e $w_{cr} = 5$ rad/s tem-se:

$$k_p = \frac{d_{nom} w_{cr} C U_s U_o^2}{P_{nom} U_{ref}} = \frac{R_{cf}}{R_{ci}} = 0,395$$

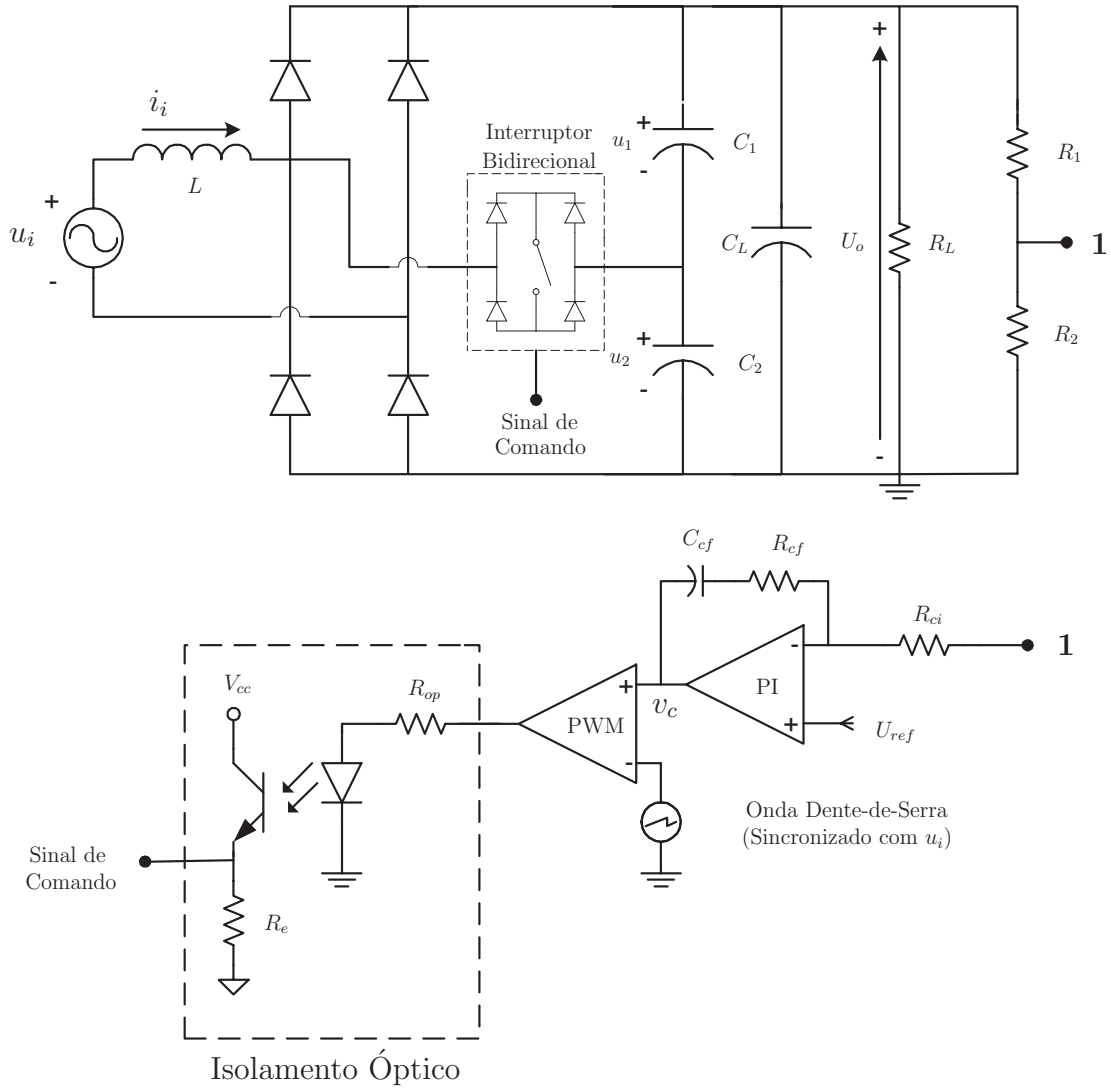


Figura 5.1: Topologia TOP7 com realimentação da tensão de saída.

$$k_i = w_p k_p = \frac{1}{R_{ci} C_{cf}} = 10,75$$

Fazendo $R_{ci} = 10k\Omega$, os valores de R_{cf} e C_{cf} são, respectivamente, $3,95k\Omega$ e $9,3\mu F$.

A partir dos parâmetros do compensador PI dimensionados acima, a figura 5.2 apresenta formas de onda do sinal de controle v_c gerados a partir do modelo estudado na seção (4.6.1), juntamente com o resultado obtido no simulador PSpice/Orcad, o qual leva em consideração todas as não-linearidades do conversor. Comparou-se os resultados para uma variação de -5% na carga. A variação na carga iniciou-se no instante 1,5 segundos. No instante 2,6 segundos

a carga retorna ao seu valor nominal. Verifica-se, tanto para carga nominal como para 95 % da carga, um pequeno erro nos sinais de controle. O tempo de estabilização de ambos os sinais é de, aproximadamente, 600 ms. O aumento da variação na carga implica no aumento do erro entre os sinais de v_c .

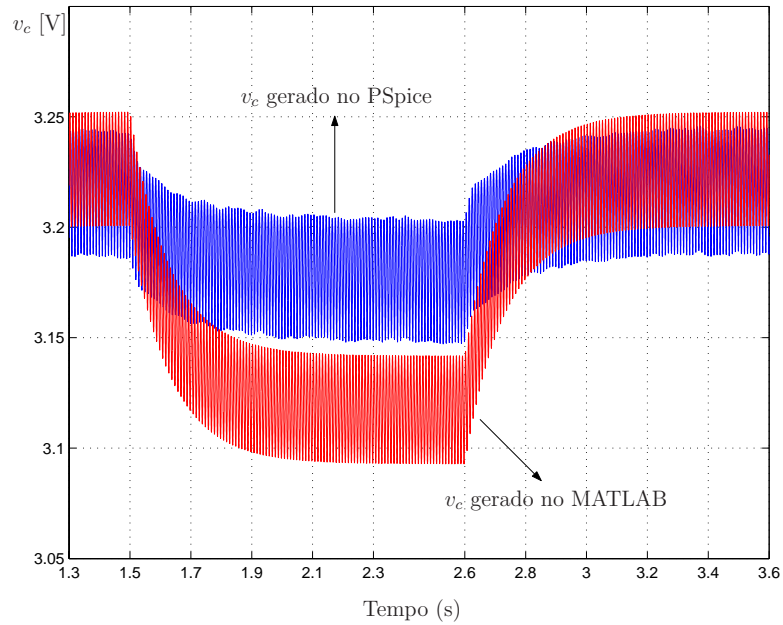


Figura 5.2: Comparação entre os sinais de controle v_c gerados a partir do modelo estudado na seção (4.6.1) e simulação no PSpice.

Nas figuras 5.3(a) e 5.3(b) avalia-se o comportamento da tensão de saída u_o e do sinal de controle v_c em resposta a uma variação da tensão de entrada u_i . Variou-se o valor eficaz nominal da tensão u_i em ± 20 %. Na figura 5.3(a), a tensão de entrada variou de $220 V_{eficaz}$ para $176 V_{eficaz}$ no instante 1,5 segundos. No instante 2,6 segundos a tensão de entrada retorna ao seu valor nominal. No caso da figura 5.3(b), no instante 1,5 segundos, a tensão de entrada variou de $220 V_{eficaz}$ para $264 V_{eficaz}$, retornando ao seu valor nominal no instante 2,6 segundos. Nos dois casos, o sinal v_c demorou, aproximadamente, 600 ms para se estabilizar.

Para a mínima tensão de entrada a razão cíclica d do pulso no interruptor pode assumir um valor entre 0,825 e 1 para garantir $U_o=350$ V, conforme ilustrado na figura 4.26(a). Na figura 5.3(a), sendo $d = \frac{v_c}{U_s}$, tem-se $d=0,825$ e não, necessariamente, largura de pulso plena ($d=1$), pois quando $U_{20} = 0$, o aumento na largura de pulso não provoca aumento no ângulo

no qual a corrente $i_i = 0$ (θ_3) o que, conseqüentemente, não contribui para o aumento da transferência de potência da entrada à saída.

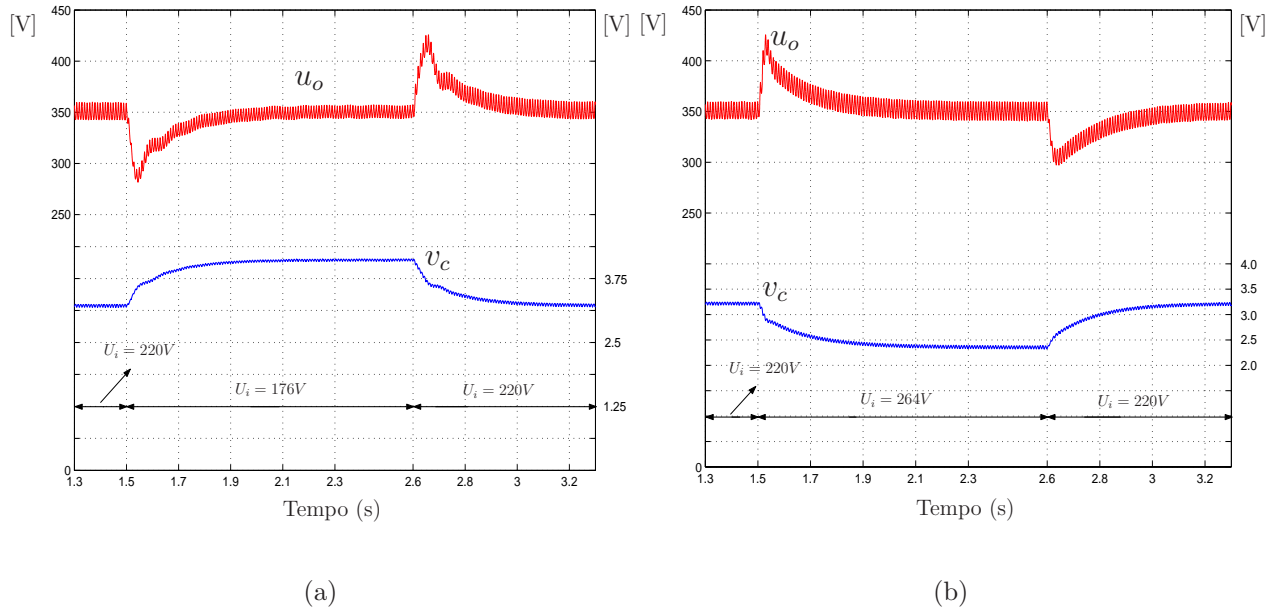


Figura 5.3: Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da tensão u_i . (a) $U_{ieficaz_{nom}} - 20\%$; (b) $U_{ieficaz_{nom}} + 20\%$. [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice].

A figura 5.4(a) avalia a mudança de tensão de saída em resposta à mudança do valor médio da corrente de saída. São apresentados o comportamento das tensões u_o e v_c . Neste teste mantém-se a tensão de entrada em seu valor nominal. Analisa-se o comportamento da tensão de saída para 50 e 100% da corrente de carga nominal (I_{nom}). A figura 5.4(b) mostra o comportamento da corrente na carga. No instante 1,5 segundos ocorre um degrau na carga, variando a corrente de saída do seu valor nominal para 50% deste valor. No instante 2,6 segundos a carga retorna ao seu valor nominal. O sinal de controle v_c levou, aproximadamente, 500 ms para se estabilizar.

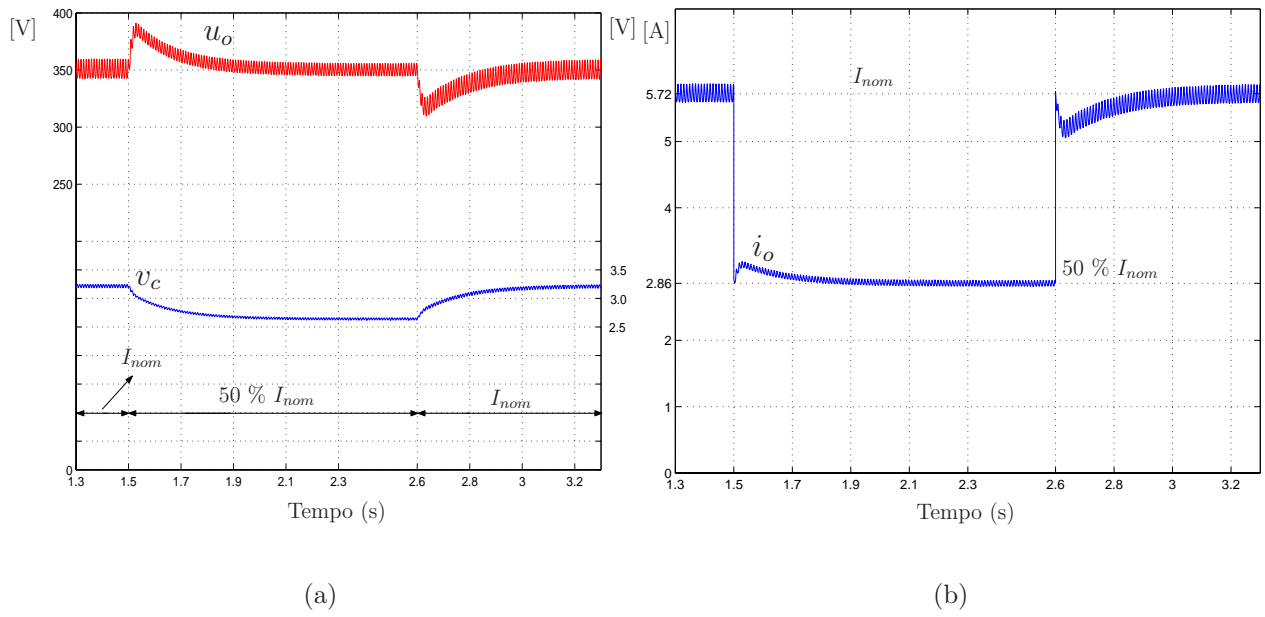


Figura 5.4: (a) Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da corrente nominal na carga; (b) Comportamento da corrente na carga i_o . [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice].

5.1.2 Resultados para o Método 2

Conforme apresentado na seção (4.5.2), os parâmetros do circuito 5.1 foram calculados a fim de se obter a mínima indutância L e que o sistema de controle garanta a regulação da tensão de saída para redução da tensão de entrada de até -5%.

• Dados do circuito: $L=23,7$ mH, $C_1 = C_2 = 61,3\mu F$, $C_L = 1,2$ mF, $R_L = 61,25\Omega$, $U_{ref} = 3V$, $U_s = 5V$, $U_o = 350V$ e $P_{nom} = 2kW$.

• Projeto do PI: $w_z = w_p = \frac{2}{R_L C_L} = 27,2$ rad/s, $d_{nom}=0,465$ e $w_{cr} = 5$ rad/s tem-se:

$$k_p = \frac{d_{nom} w_{cr} C U_s U_o^2}{P_{nom} U_{ref}} = \frac{R_{cf}}{R_{ci}} = 0,285$$

$$k_i = w_p k_p = \frac{1}{R_{ci} C_{cf}} = 7,75$$

Fazendo $R_{ci} = 10k\Omega$, os valores de R_{cf} e C_{cf} são, respectivamente, $2,85$ k Ω e $12,9$ μF .

A figura 5.5 compara os sinais de controle v_c obtidos no PSpice/Orcad e no Simulink/Matlab.

No primeiro simulador, a estrutura utilizada refere-se à figura 5.1, enquanto no segundo, elaborou-se o modelo matemático estudado na seção (4.6.1) no Simulink. No instante 1,5 s variou-se a carga em -5 %, retornando ao seu valor nominal no instante 2,6 s. O tempo de estabilização do sinal gerado no Simulink/Matlab é de, aproximadamente, 500 ms, enquanto o sinal gerado no PSpice/Orcad é de, aproximadamente 400 ms. Comparando as figuras 5.2 e 5.5, verifica-se que o erro entre os sinais diminuiu para o método 2.

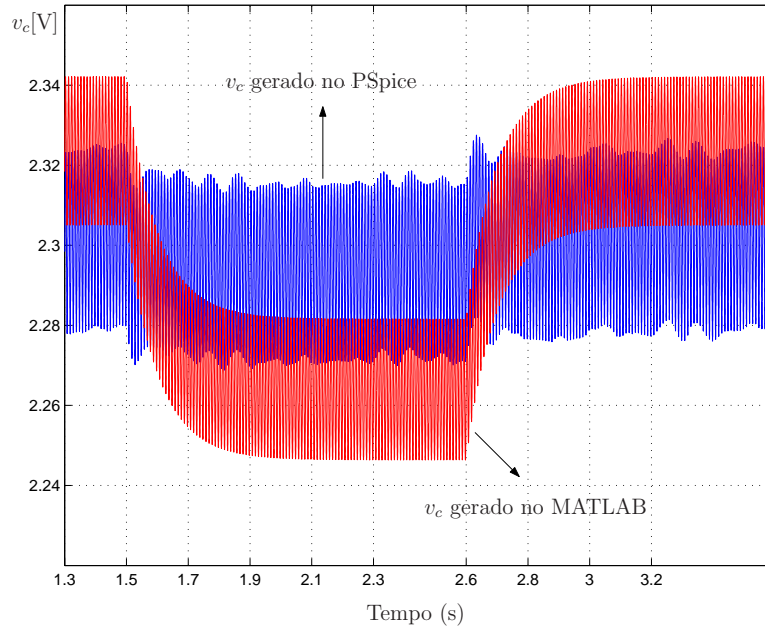


Figura 5.5: Comparação entre os sinais de controle v_c gerados a partir do modelo estudado na seção (4.6.1) e simulação no PSpice para a mínima indutância L .

A figura 5.6 apresenta os resultados de simulação dos sinais u_o e v_c na presença de variação da tensão de entrada. Os resultados foram obtidos para u_i variando em -5 % e +10 % em relação ao seu valor nominal. Na figura 5.6(a), variou-se u_i de $220 V_{eficaz}$ para $209 V_{eficaz}$ no instante 1,5 s. No instante 2,6 s u_i retornou ao seu valor nominal. O sinal v_c estabilizou-se em, aproximadamente, 300 ms. Na figura 5.6(b) variou-se a tensão u_i de $220 V_{eficaz}$ para $242 V_{eficaz}$ no instante 1,5 s, retornando ao seu valor nominal no instante 2,6 s. O tempo de estabilização do sinal v_c foi de 300 ms. Comparando as formas de onda indicadas nas figuras 5.3 e 5.6, verifica-se o aumento do “ripple” da tensão de saída, o qual se propaga para o sinal de controle v_c .

Para o conversor operando na mínima tensão de entrada proposta, a faixa de valores do ciclo de trabalho do sinal PWM é maior quando comparado com a faixa de valores para o método 1 (figura 4.26(a)). Neste caso, \mathbf{d} pode operar entre 0,485 e 1 para garantir $U_o=350$ V. Para valores neste intervalo, o ângulo θ_3 da corrente i_i , mesmo com o aumento da largura de pulso, não varia, conforme discutido na seção (4.2.1).

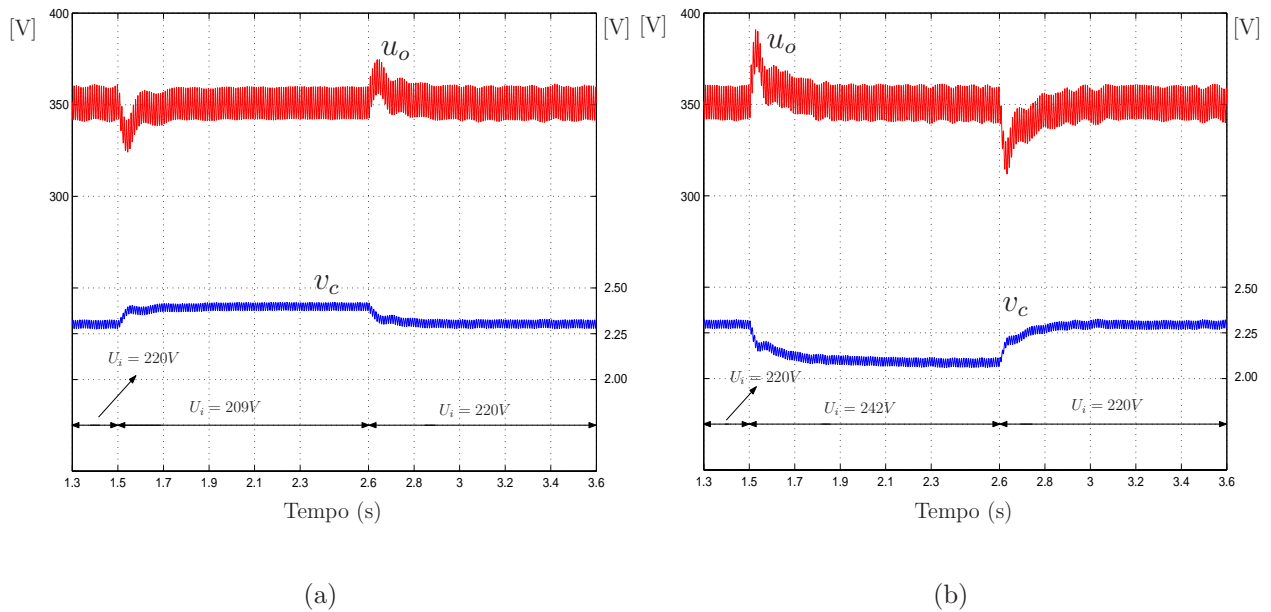


Figura 5.6: Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da tensão u_i para a mínima indutância. (a) $U_{ieficaz_{nom}} - 5\%$; (b) $U_{ieficaz_{nom}} + 10\%$. [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice].

Na figura 5.7 tem-se o comportamento dos sinais u_o , v_c e i_o para o conversor operando com variação na carga. Neste caso, mantém-se a tensão de entrada em seu valor nominal. No instante 1,5 s aplicou-se um degrau na carga, variando a corrente de saída do seu valor nominal para 50 % deste valor. No instante 2,6 s, a carga retorna ao seu valor nominal. O sinal de controle v_c estabilizou-se em, aproximadamente, 400 ms.

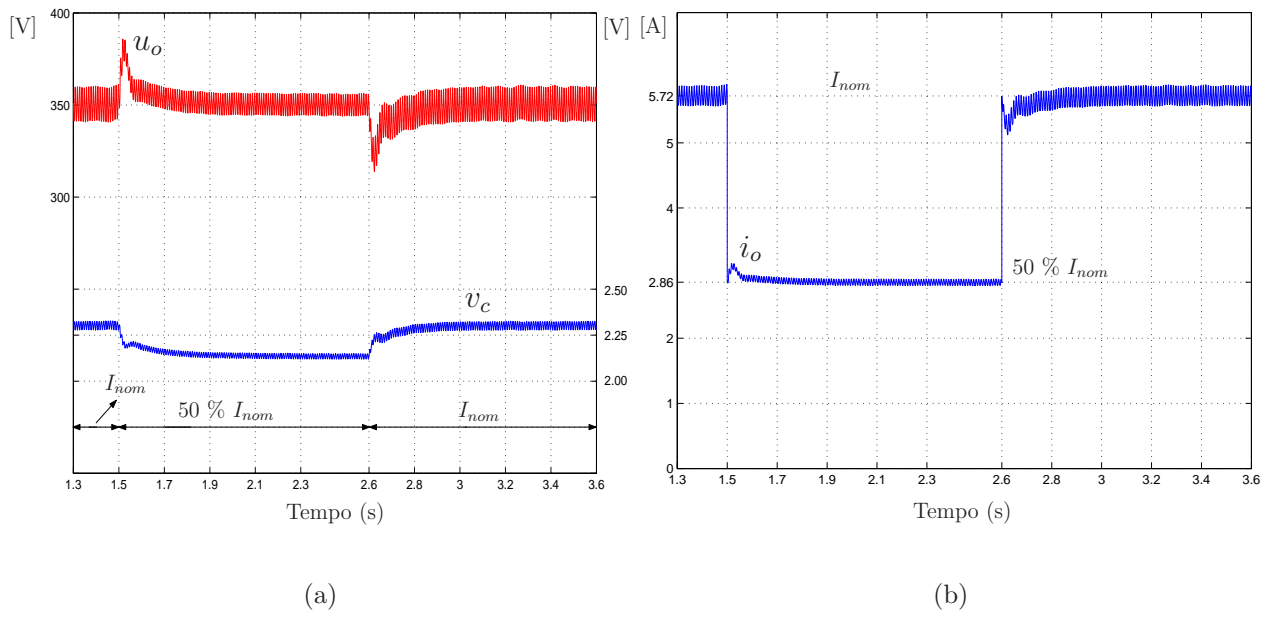


Figura 5.7: (a) Comportamento das tensões u_o e v_c em função da variação da corrente nominal na carga; (b) Comportamento da corrente na carga i_o . [Obs.: Ambos os resultados foram obtidos no PSpice].

5.2 Resultados Experimentais

Para a obtenção dos resultados experimentais construiu-se um protótipo conforme apresentado no apêndice A. O apêndice B mostra os indutores utilizados nos ensaios, enquanto o apêndice C ilustra o programa utilizado no microcontrolador PIC 17C756A.

Para os resultados apresentados nesta seção, o controle do sistema foi feito em malha fechada.

5.2.1 Resultados para o Método 1

Foram utilizados os seguintes parâmetros:

- $U_{ieficaz} = 184/264$ V
- $P_{in} = 2$ kW
- $L = 37$ mH
- $C_1 = C_2 = 130$ μ F

- $C_L = 1,2 \text{ mF}$

A figura 5.8 ilustra o comportamento da tensão de saída, corrente de entrada e largura de pulso para diferentes valores da tensão de entrada.

Para o projeto da indutância mostrado na seção (4.5.1), considerou-se $U_{pmin} = 176\sqrt{2}$ V. Devido à presença de elementos parasitas (resistência do cobre do reator e condutores e queda de tensão nos elementos ativos) foi necessário aumentar o valor de U_{pmin} para garantir $U_o=350$ V. Da figura 5.8(a), a corrente de entrada i_i anulou-se no instante $\theta = \pi$, conforme critério imposto para o dimensionamento dos parâmetros L , C_1 e C_2 do conversor. O FP resultante e o rendimento medido foram, respectivamente, 0,94 e 94,5 %.

Para $U_{ieficaz} = 220\text{V}$, muda a razão cíclica, alterando a forma da corrente de entrada, mas mantendo a tensão de saída constante. Para esta situação, as formas de onda da tensão e corrente de entrada são mostradas na figura 5.8(b). O rendimento medido aumentou para 95,5 % devido ao menor valor da corrente de entrada quando comparado para o conversor operando com $U_i=184 V_{eficaz}$. O fator de potência medido foi de 0,91. O espectro da corrente de entrada é mostrado na figura 5.9 juntamente com os limites impostos aos equipamentos classe A, para $U_i=230 V_{eficaz}$ (exigência da norma). Neste caso, verifica-se que, para o projeto proposto, o conteúdo harmônico da corrente i_i opera dentro dos limites estabelecidos pela norma.

A figura 5.8(c) mostra as principais formas de onda para o conversor operando na máxima tensão de entrada ($U_i=264 V_{eficaz}$) proposto na seção (4.5.1). O rendimento e o fator de potência foram, respectivamente, 97,5% e 0,92.

Sem a operação do circuito auxiliar, as formas de onda resultantes são mostradas na figura 5.10(a). A tensão de saída cai para 220 V, reduzindo a potência da saída para 810 W. O rendimento e o FP foram de, respectivamente, 98% e 0,76. A figura 5.10(b) apresenta o comportamento do espectro da corrente de entrada.

As figuras 5.11 e 5.12 mostram o comportamento dinâmico de alguns sinais do conversor. Para a obtenção destes resultados, a equação (5.1) representa a recorrência temporal utilizada no controle digital PI :

$$\boxed{v_c(k) = v_c(k-1) + 0,5e(k) - 0,25e(k-1)} \quad (5.1)$$

$$e(k) = U_{ref_digital} - u_o(k-1) \quad (5.2)$$

$$e(k-1) = U_{ref_digital} - u_o(k-2) \quad (5.3)$$

na quais $U_{ref_digital}$ é a referência digital (referência analógica convertida para digital) e u_o é a tensão de saída amostrada no instante k .

Deseja-se saber qual a faixa de valores da tensão de saída no qual a estratégia de controle não atuará, ou seja, da equação (5.1) quais os valores da tensão média da saída U_o que gera $0,5e(k) - 0,25e(k-1) = 0$, fazendo $v_c(k) = v_c(k-1)$. Os valores mínimos e máximos da tensão U_o são dadas, respectivamente, por:

$$\boxed{U_{o_{min}} = \frac{[(2^n - 1)U_{ref} - (2^m - 1)U_{ref_AD}]}{(2^n - 1)U_{ref}}U_o} \quad (5.4)$$

$$\boxed{U_{o_{max}} = \frac{[(2^n - 1)U_{ref} + (2^m - 1)U_{ref_AD}]}{(2^n - 1)U_{ref}}U_o} \quad (5.5)$$

sendo:

$m \rightarrow$ quantidade de deslocamentos à direita do número binário $e(k)$ (deslocar um número binário à direita significa dividi-lo por 2^m);

$n \rightarrow$ número de bits dos registradores do microcontrolador;

$U_{ref} \rightarrow$ tensão de referência analógica do controle PI;

$U_{ref_AD} \rightarrow$ tensão de referência para conversão do sinal analógico em digital;

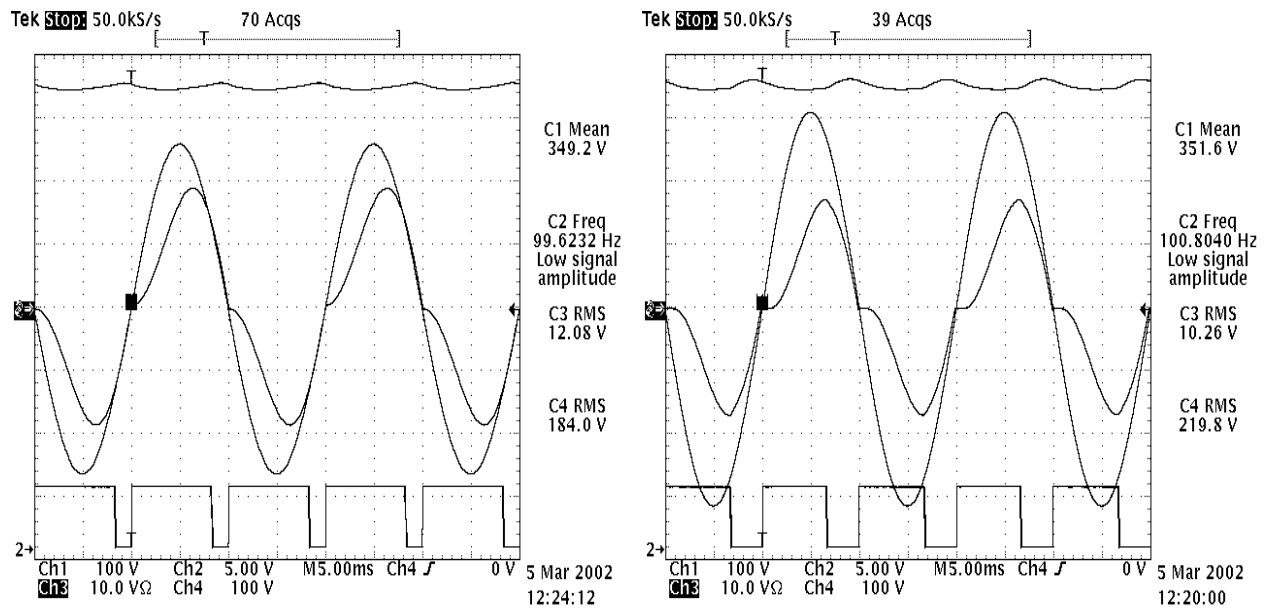
$U_o \rightarrow$ tensão média da saída.

Para $m = 1$, $n = 8$, $U_{ref} = 3$ V, $U_{ref_AD} = 5$ V e $U_o = 350$ V tem-se: $U_{o_{min}} = 347,7$ V e $U_{o_{max}} = 352,3$ V. Para U_o entre $U_{o_{min}}$ e $U_{o_{max}}$, o controlador PI não atua.

A figura 5.11 mostra o comportamento dinâmico dos sinais u_o e v_c para o conversor operando com variações na tensão de entrada. A figura 5.11(a) apresenta os resultados para uma variação de -16 % no valor nominal da tensão de entrada, os sinais estabilizaram em,

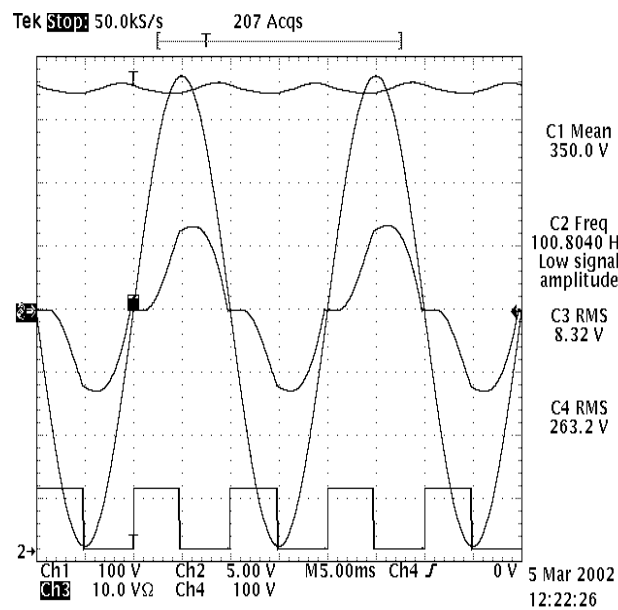
aproximadamente, 180 ms. Para $U_{ieficaz}$ retornando ao seu valor nominal, figura 5.11(b), o tempo de estabilização dos sinais foi de 200 ms. No caso de sobretensão, variou-se $U_{ieficaz}$ em +20 % em relação ao seu valor nominal, neste caso, figura 5.11(c), o tempo de estabilização obtido foi de 220 ms, enquanto que para $U_{ieficaz}$ retornando ao seu valor nominal, figura 5.11(d), o tempo foi de 170 ms.

A figura 5.12 apresenta o comportamento dinâmico dos sinais u_o , v_c e corrente na carga i_o para o conversor operando com variações na carga. Na figura 5.12(a) verifica-se os resultados para uma variação na carga de 650 W para 1800 W, os sinais estabilizam-se em, aproximadamente, 200 ms. Verifica-se que a tensão de saída u_o é mantida em 350 V, para o conversor operando em regime permanente. Na figura 5.12(b), variou-se a carga de 1800 W para 650 W. O tempo de estabilização dos sinais foi 250 ms.



(a)

(b)



(c)

Figura 5.8: (a) Formas de onda para mínima tensão de entrada obtida ($184 V_{eficaz}$); (b) Tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (c) Máxima tensão de entrada indicada no projeto ($264 V_{eficaz}$). [Tensão de saída (100 V/div); Tensão de entrada (100 V/div); Corrente de entrada (10 A/div) e sinal de acionamento do interruptor S (5 V/div)].

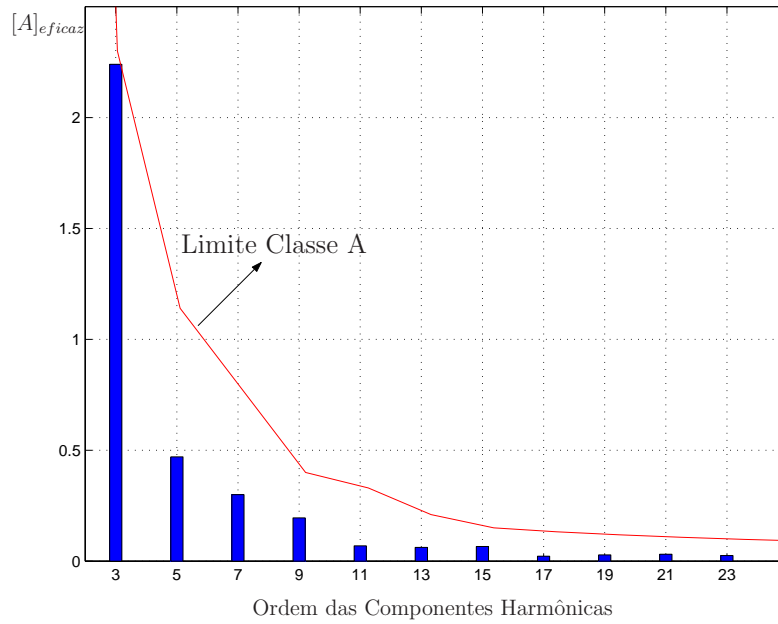


Figura 5.9: Espectro da corrente de entrada.

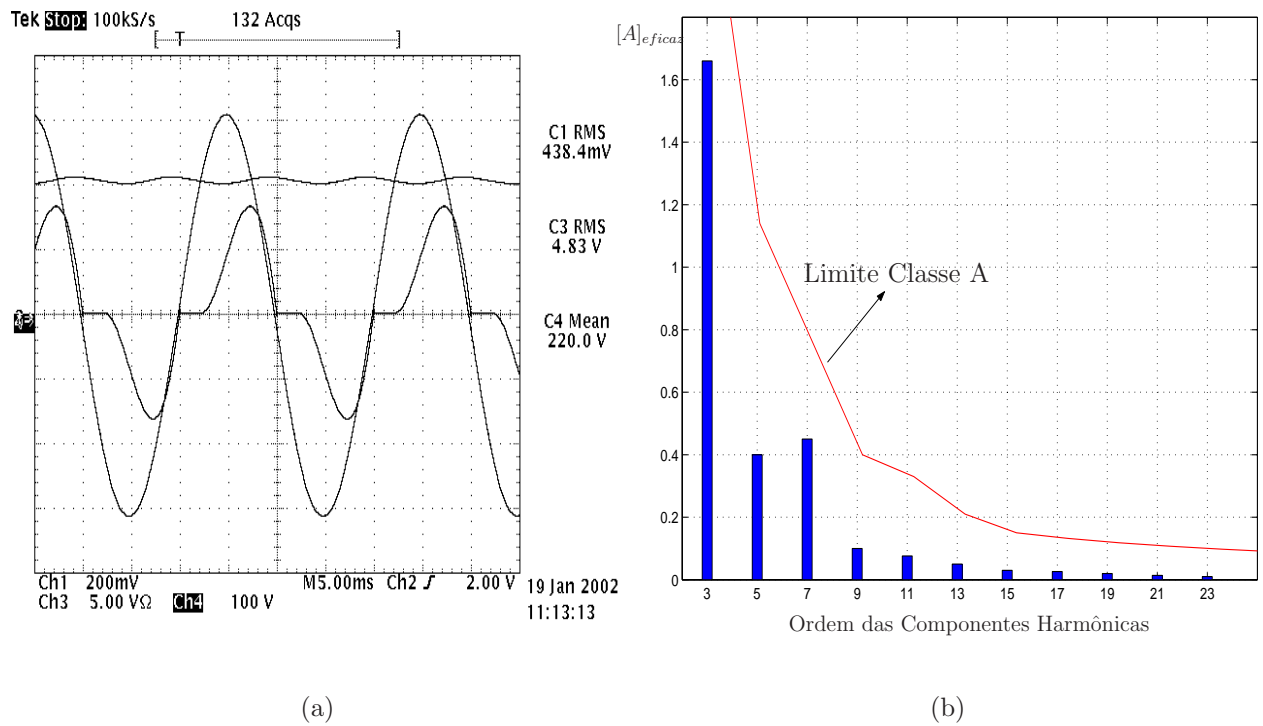


Figura 5.10: (a) Formas de onda com o filtro passivo à tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (b) Espectro da corrente de entrada para $U_i = 230 V_{eficaz}$. [Tensão de entrada e saída (100 V/div) e Corrente de entrada (5 A/div)].

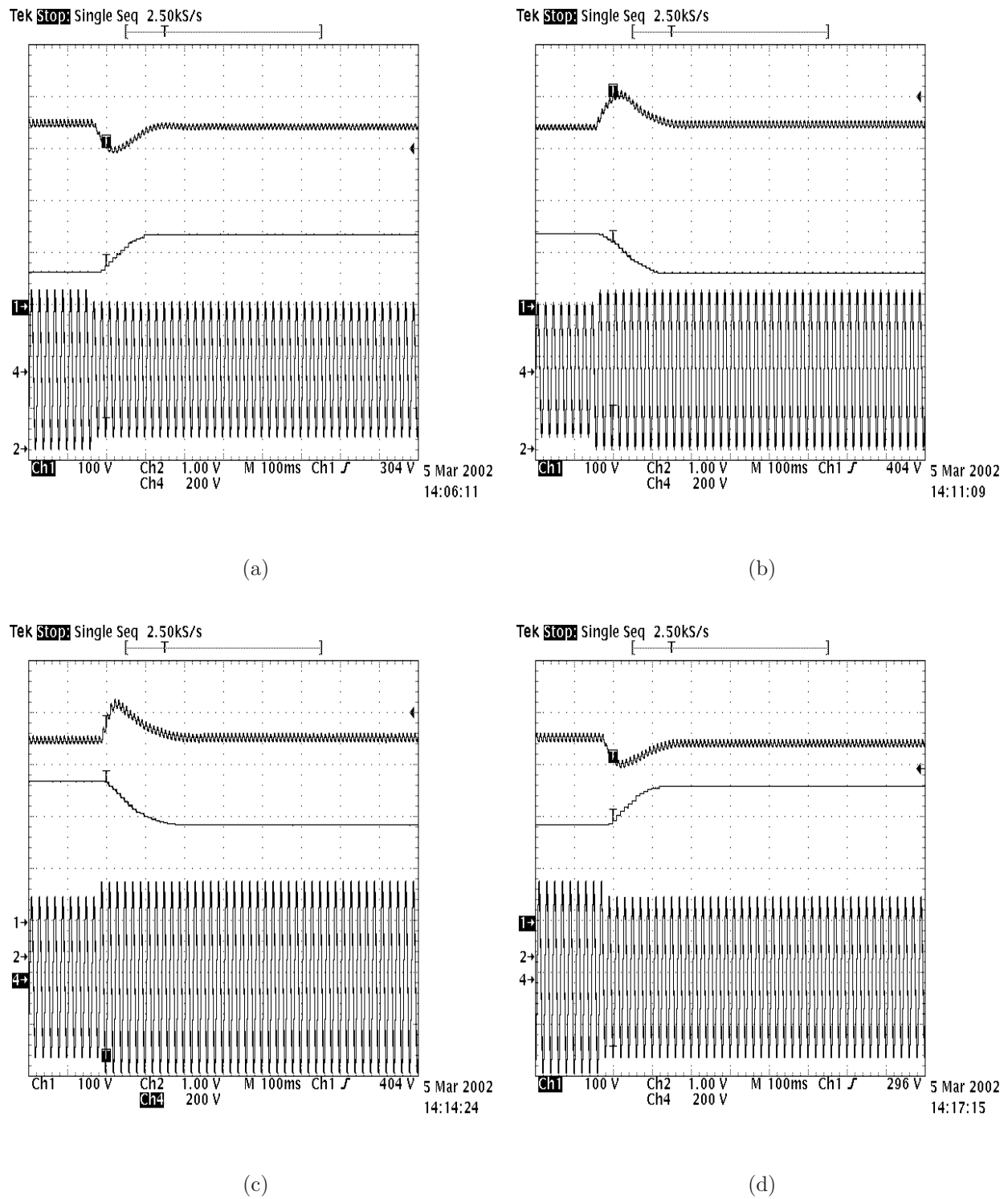


Figura 5.11: Comportamento dos sinais u_o (100 V/div) e v_c (1 V/div) para variações da tensão u_i (200 V/div): (a) De 220 V_{eficaz} para 184 V_{eficaz} ; (b) De 184 V_{eficaz} para 220 V_{eficaz} ; (c) De 220 V_{eficaz} para 264 V_{eficaz} ; (d) De 264 V_{eficaz} para 220 V_{eficaz} .

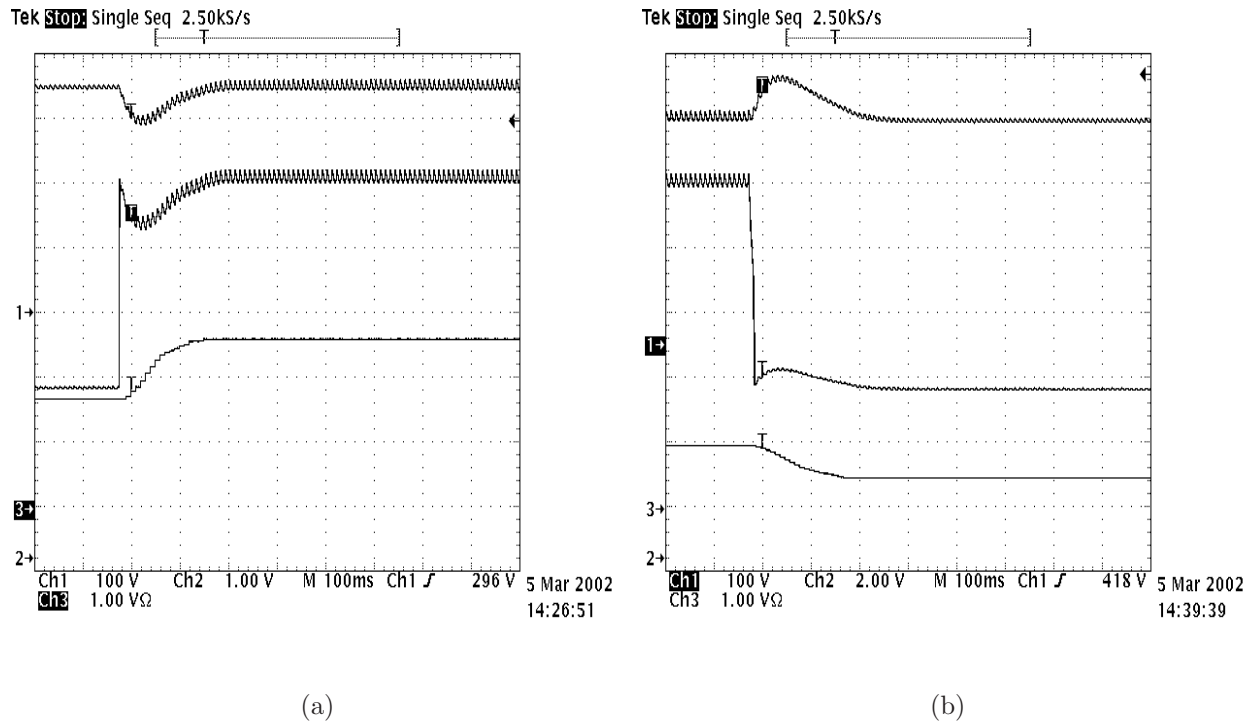


Figura 5.12: Comportamento da tensão (100 V/div) e corrente (1 A/div) de saída e sinal de controle (1 V/div) para variações na carga: (a) De 650 W para 1800 W; (b) De 1800 W para 650 W.

5.2.2 Resultados para o Método 2

Os parâmetros do circuito são dados por:

- $U_{ieficaz} = 209/242$ V
- $P_{in} = 2$ kW
- $L = 23,5$ mH
- $C_1 = C_2 = 69$ μ F
- $C_L = 1,2$ mF

A figura 5.13 ilustra o comportamento da tensão de saída, corrente de entrada e largura de pulso para diferentes valores da tensão de entrada. Calculou-se o valor da indutância L que, além de os atender limites estabelecidos pela IEC 61000-3-2, garante a regulação da tensão de saída para subtensões de -5 % da tensão de entrada.

Na figura 5.13(a), a largura do pulso do sinal de comando do interruptor não é total para a mínima tensão de entrada ($U_{ieficaz} = 209V$). O FP resultante e o rendimento medidos foram, respectivamente, 0,962 e 95,5 %.

Para $U_{ieficaz} = 220V$, o sinal PWM muda de razão cíclica, alterando a forma da corrente de entrada, mas mantendo a tensão de saída constante. Para esta situação as formas de onda da tensão e corrente de entrada são mostradas na figura 5.13(b). O rendimento medido aumentou para 96,5 % devido ao menor valor da corrente quando comparado com o conversor operando a $U_i=209 V_{eficaz}$. O fator de potência medido foi de 0,963. O espectro da corrente de entrada é mostrado na figura 5.14 juntamente com os limites impostos aos equipamentos classe A. Neste caso, verifica-se que a terceira harmônica opera com seu valor no limite da norma.

Para sobretensão de +10 % na tensão de entrada ($U_i=242 V_{eficaz}$), as formas de onda da tensão de entrada e saída, corrente de entrada e a largura de pulso são apresentadas na figura 5.13(c). O rendimento e o fator de potência foram, respectivamente, 97,1% e 0,95.

Sem a operação do circuito auxiliar, as formas de onda resultantes são mostradas na figura 5.15(a). A tensão de saída cai para 240,6 V, reduzindo a potência da saída para 880 W. O rendimento e o FP são de, respectivamente, 98% e 0,78. A figura 5.15(b) apresenta o comportamento do espectro da corrente de entrada. O conteúdo harmônico da corrente está dentro dos limites estabelecidos pela norma.

As figuras 5.16 e 5.17 mostram o comportamento dinâmico de alguns sinais do conversor. Para a obtenção destes resultados, a equação (5.6) representa a recorrência temporal utilizada no controle digital PI :

$$\boxed{v_c(k) = v_c(k-1) + 0,25e(k) - 0,125e(k-1)} \quad (5.6)$$

Das equações (5.4) e (5.5), para $m = 2$ (significa dividir a variável $e(k)$ por 4), a faixa de valores da tensão média da saída é dada entre $U_{omin} = 343,1V$ e $U_{omax} = 356,9V$. Para tensões amostradas nesta região, o controlador PI não atua.

A figura 5.16 mostra o comportamento dinâmico dos sinais u_o e v_c para o conversor operando com variações na tensão de entrada. A figura 5.16(a) apresenta os resultados para

uma variação de -5 % no valor nominal da tensão de entrada, os sinais estabilizaram em, aproximadamente, 170 ms. Para a tensão u_i retornando ao seu valor nominal, figura 5.16(b), o tempo de estabilização dos sinais foi de 190 ms. No caso de sobretensão, variou-se $U_{ieficaz}$ em +10 %, neste caso, figura 5.16(c), o tempo de estabilização obtido foi de 120 ms, enquanto que para a tensão u_i retornando ao seu valor nominal, figura 5.16(d), o tempo foi de 200 ms.

A figura 5.17 apresenta o comportamento dinâmico dos sinais u_o , v_c e corrente na carga i_o para o conversor operando com distúrbios na carga. Na figura 5.17(a) verificam-se os resultados para uma variação na carga de 650 W para 1800 W, os sinais estabilizam-se em, aproximadamente, 160 ms. Na figura 5.17(b), variou-se a carga de 1800 W para 650 W. O tempo de estabilização dos sinais foi de 210 ms.

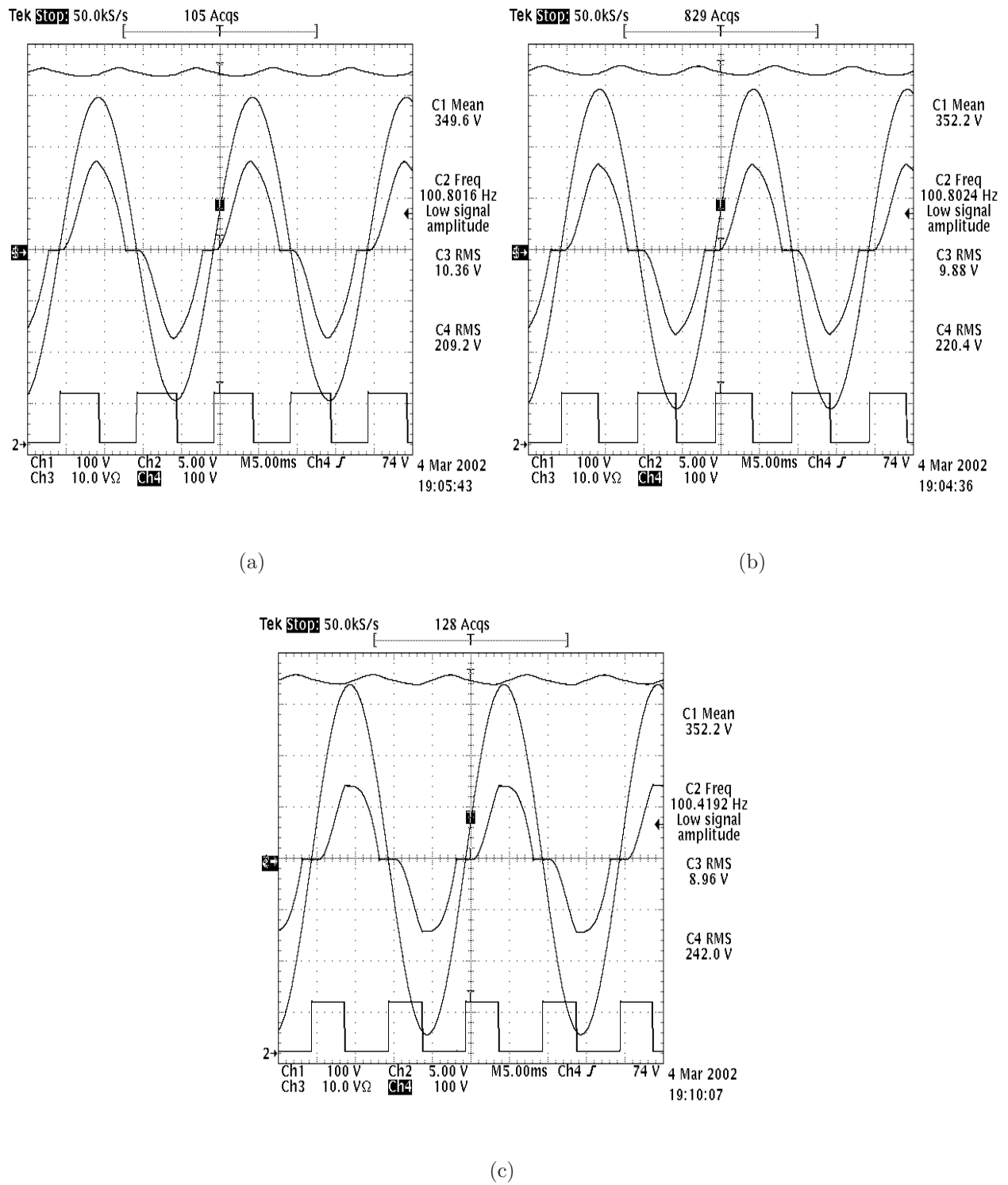


Figura 5.13: Formas de onda para tensão de entrada em: (a) 209 V_{eficaz} ; (b) 220 V_{eficaz} ; (c) 242 V_{eficaz} . [Tensão de saída (100 V/div); Tensão de entrada (100 V/div); Corrente de entrada (10 A/div) e sinal de acionamento do interruptor S (5 V/div)].

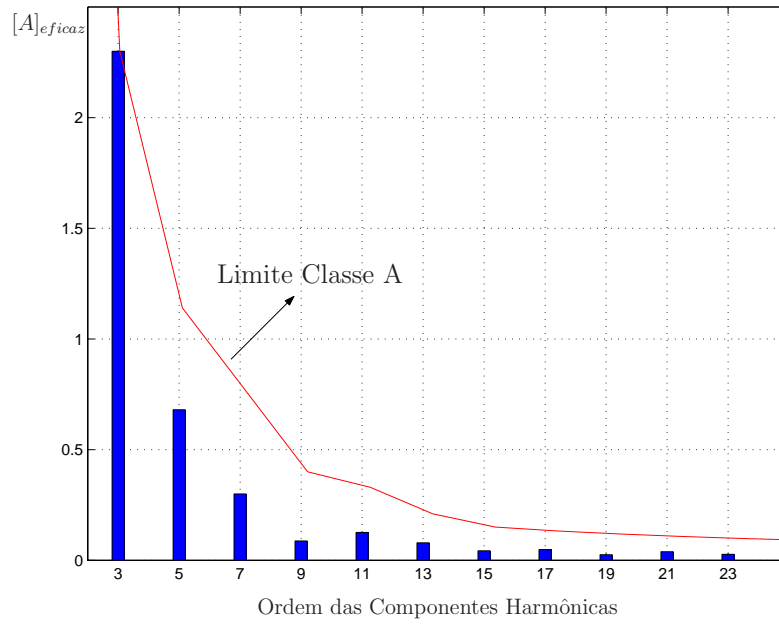


Figura 5.14: Espectro da corrente de entrada.

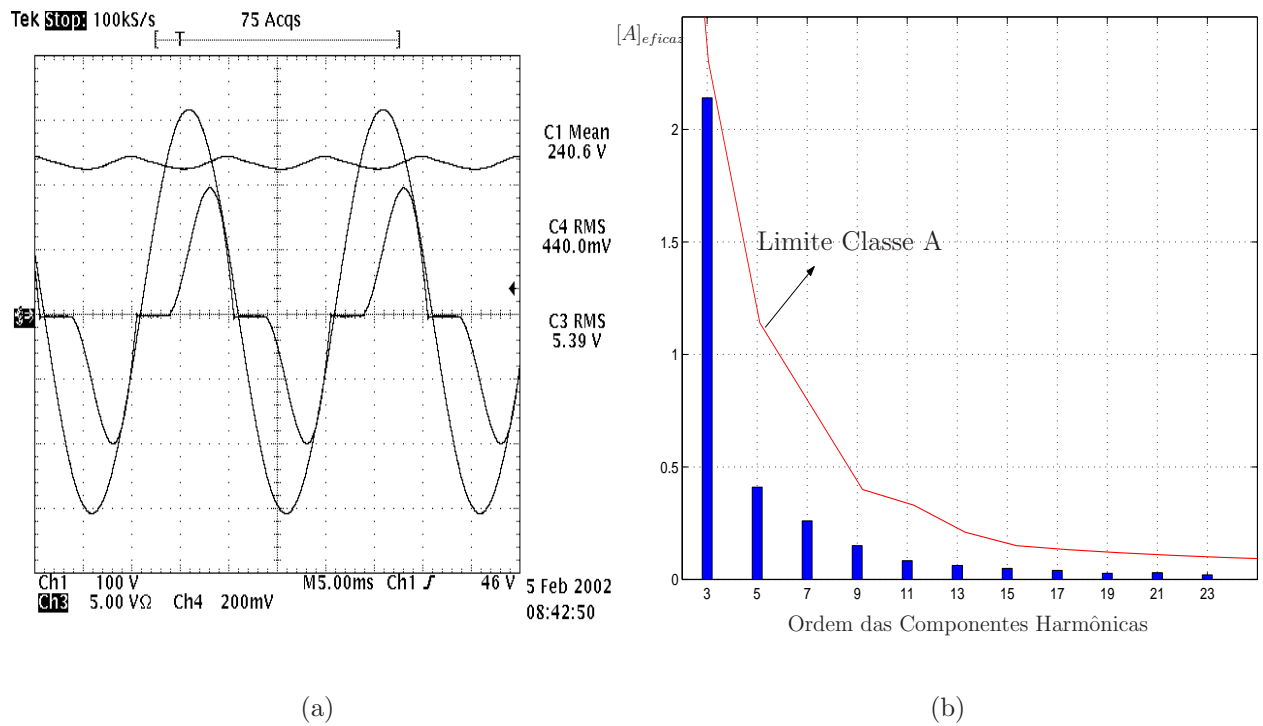


Figura 5.15: (a) Formas de onda com o filtro passivo à tensão de entrada nominal ($220 V_{eficaz}$); (b) Espectro da corrente de entrada para $U_i = 230 V_{eficaz}$. [Tensão de entrada e saída (100 V/div) e Corrente de entrada (5 A/div)].

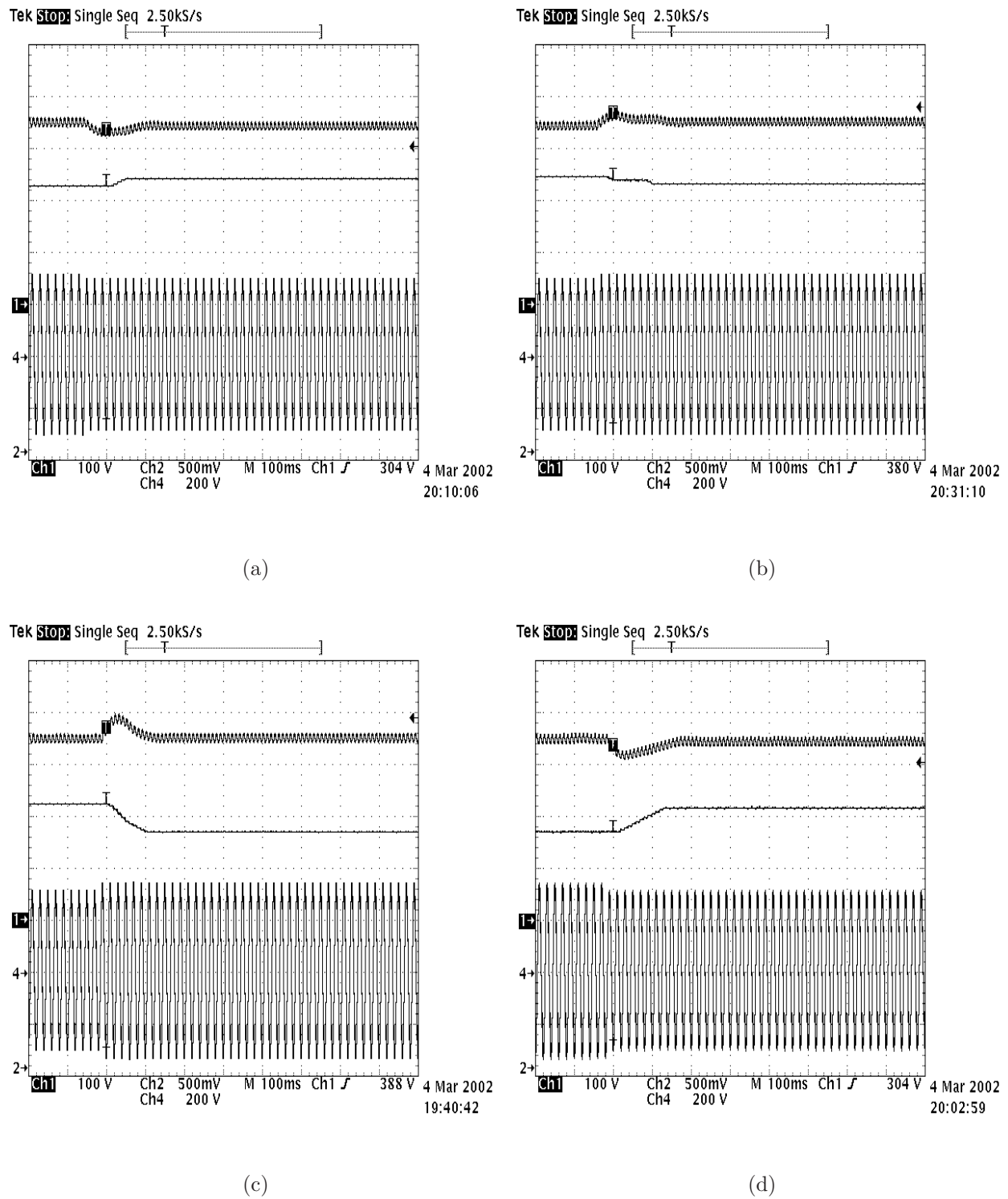


Figura 5.16: Comportamento dos sinais u_o (100 V/div) e v_c (500 mV/div) para variações da tensão u_i (200 V/div): (a) De 220 V_{eficaz} para 209 V_{eficaz} ; (b) De 209 V_{eficaz} para 220 V_{eficaz} ; (c) De 220 V_{eficaz} para 242 V_{eficaz} ; (d) De 242 V_{eficaz} para 220 V_{eficaz} .

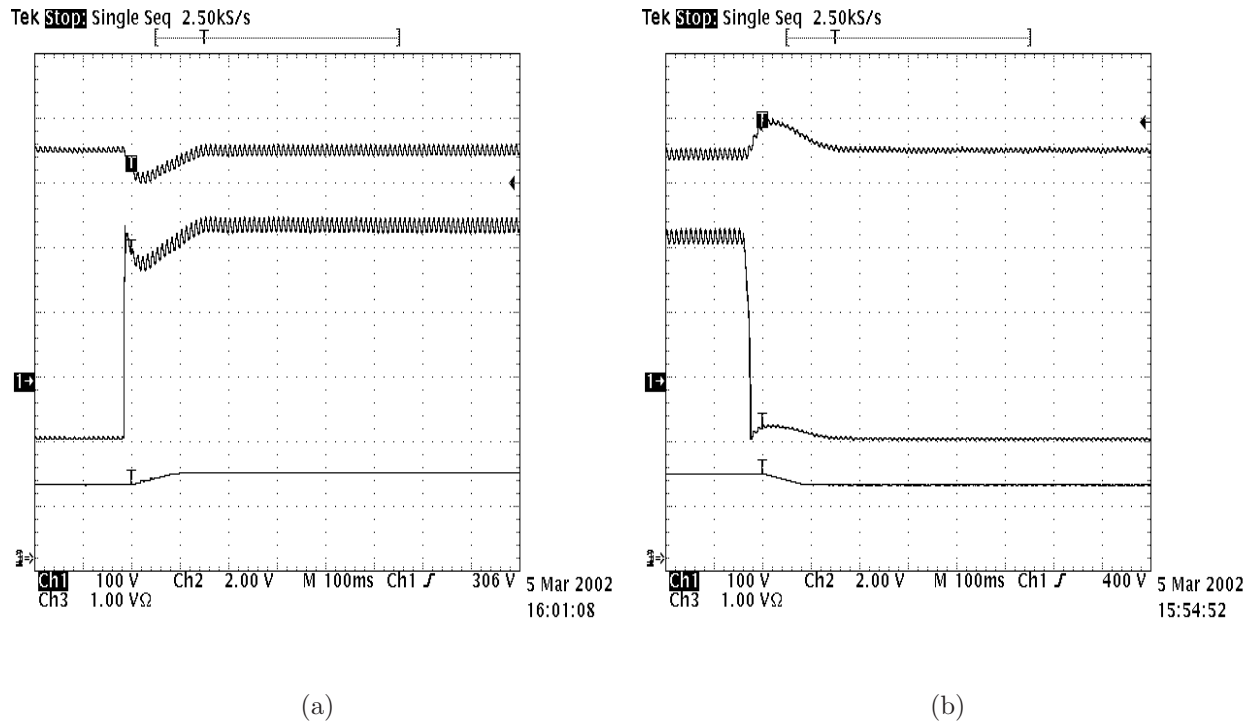


Figura 5.17: Comportamento da tensão (100 V/div) e corrente (1 A/div) de saída e sinal de controle (2 V/div) para variações na carga: (a) De 650 W para 1800 W; (b) De 1800 W para 650 W.

5.3 Considerações

A célula de comutação apresentada é capaz de melhorar o fator de potência e a regulação da tensão de saída de retificadores com filtros passivo LC. O efeito “boost” permite compensar a queda de tensão sobre o indutor da entrada, de forma que a tensão de saída pode alcançar valores maiores que o pico da tensão de entrada.

Das metodologias de projeto do conversor, o método indicado na seção (4.5.1), determina indutância e capacitâncias com valores maiores, por outro lado, apresenta regulação da tensão de saída para uma ampla faixa de valores da tensão de entrada. No método indicado na seção (4.5.2), os valores da indutância e capacitâncias são menores, mas a faixa de valores da tensão u_i diminui para garantir a regulação de U_o para o conversor operando abaixo da

tensão nominal.

O modelamento matemático desenvolvido para o projeto do compensador PI não leva em consideração a dinâmica dos elementos L , C_1 e C_2 . Nos resultados experimentais, o comportamento dos sinais de controle v_c para os diferentes distúrbios aplicados no conversor é compatível com os resultados obtidos por simulações.

Um protótipo preliminar foi montado e testado, confirmando as expectativas.

Capítulo 6

Conclusão

Soluções passivas para a correção do FP oferecem características como baixas perdas, robustez, maior confiabilidade devido à ausência de elementos ativos, insensibilidade a surtos e operação silenciosa. No entanto, existem diversas desvantagens, tais como: são pesados e volumosos (em comparação com as soluções ativas), não podem operar numa larga faixa da tensão de entrada, não possibilitam regulação da tensão de saída, resposta dinâmica pobre e seu correto dimensionamento não é simples para filtros de ordem elevada.

Soluções ativas com comutação em alta frequência apresentam FP unitário e uma drástica redução nos valores dos elementos passivos (indutores e capacitores) utilizados. No entanto, o aumento da produção de interferência eletromagnética provocada pela elevada taxa de variação de corrente e tensão produzido pela alta frequência, exige o uso de volumosos filtros de IEM ou, para minimizar o volume dos filtros de IEM, faz-se o uso de circuitos utilizando técnicas de comutação suave tais como ZCS (“Zero Current Switching”) ou ZVS (“Zero Voltage Switching”), além disso, tais técnicas permitem a minimização dos dissipadores de calor utilizados nos interruptores.

As topologias com chaveamento na frequência da tensão da rede retificada representam uma solução intermediária entre as soluções passivas e as soluções ativas com comutação em alta frequência. Ao invés de buscarem um FP unitário, têm como meta o atendimento das restrições da norma IEC 61000-3-2. Tais topologias apresentam uma redução nas perdas por chaveamento, permitem o uso de diodos de recuperação lenta e produzem menos interferências

eletromagnéticas.

As topologias TOP2, TOP3, TOP4, TOP5 e TOP6 apresentam desvantagens no que diz respeito à quantidade de componentes e considerações quanto à relação de espiras (n), tensão de saída U_o e complexidade do circuito. Na topologia TOP1, a forma de onda da corrente de entrada apresenta, na transição de ligar-desligar do interruptor, um formato agudo o que contribui para o aumento das amplitudes das componentes harmônicas de alta frequência indo de encontro aos limites estabelecidos pela norma.

A topologia TOP7 é composta por um retificador monofásico com filtro passivo L-C, eventualmente já existente, e uma célula de comutação, formada por um interruptor bidirecional e dois capacitores ressonantes. A inserção da célula de comutação é capaz de melhorar o FP e a regulação da tensão de saída para uma ampla variação da carga e tensão de entrada, além de apresentar uma natural proteção contra curto-circuitos, menor valor do indutor necessário para atender à IEC 61000-3-2 (em relação a TOP1), não existência de diodo adicional no caminho da corrente da fonte à carga. Como desvantagem tem-se a necessidade de um interruptor bidirecional em tensão e corrente e o fato do sinal de comando, para este interruptor, ser isolado do terra da fonte CA e da carga.

Comparando as formas de onda da corrente de entrada das topologias TOP1, TOP2 e TOP7, verifica-se que o circuito TOP7 pode apresentar um comportamento similar ao circuito TOP1 ou TOP2, dependendo da tensão inicial sobre o capacitor ressonante C_2 .

O efeito “boost” introduzido pela comutação, permite a compensação da queda de tensão sobre o indutor, de forma que pode-se alcançar uma tensão de saída maior que o valor de pico da tensão de entrada.

Para o projeto da mínima indutância do conversor TOP7, método 2, o tempo de condução do interruptor é relativamente curto, uma vez que tempos maiores exigiriam indutâncias mais elevadas com a finalidade de limitar a corrente que circula pelo interruptor. Desta maneira, é possível se obter regulação da tensão de saída, numa faixa relativamente ampla de variação da carga mas numa faixa limitada de variação da tensão de entrada.

Quanto maior o valor da indutância do circuito, maior a queda de tensão sobre esta. Assim, na topologia TOP1 verificou-se uma significativa diminuição da tensão CC, enquanto

em TOP2 e TOP7, conseguiu-se aproximar do valor da tensão de pico da entrada.

O desenvolvimento matemático realizado para TOP7 é compatível com os resultados obtidos através de simulações e resultados experimentais.

As metodologias de dimensionamento dos parâmetros do conversor TOP7 mostraram-se adequadas, pois os resultados experimentais obtidos no protótipo estão próximos dos resultados das simulações.

Observando o conteúdo harmônico do protótipo TOP7, pode-se observar que os dados estão abaixo dos limites da IEC 61000-3-2 para os dois projetos desenvolvidos.

O modelamento matemático desenvolvido para o projeto do compensador PI apresenta sucessivas aproximações, nas quais não levaram em consideração a dinâmica dos elementos L , C_1 e C_2 . A obtenção de um modelo que introduza a dinâmica imposta pela indutância L e os capacitores ressonantes C_1 e C_2 poderá ser desenvolvida no prosseguimento desta pesquisa. Nos resultados experimentais, o comportamento dos sinais de controle v_c para os diferentes distúrbios aplicados no conversor é compatível com os resultados obtidos por simulações.

Referências Bibliográficas

- [1] T. Tanaka, N. Koshio, H. Akagi, A. Nabae, “*Reducing Supply Current Harmonics*”, IEEE Industry Applications Magazine, pp. 31-37, Sep./Oct. 1998.
- [2] International Electrotechnical Commission: IEC 61000-3-2, “*Electromagnetic Compatibility (EMC)-Part 3: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipament input current < 16A per phase)*”, First Edition, 1995.
- [3] I. Suga, M. Kimata, Y. Ohnishi and R. Uchida, “*New Switching Method for Single-Phase AC to DC Converter*”, IEEE PCC’93, Yokohama, 1993.
- [4] G. Spiazzi, S. Buso, “*A Line-Frequency Commutated Rectifier Complyeng with IEC 1000-3-2 Standards*”, IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, USA, March 1999.
- [5] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, “*A Low-Inductance Line-Frequency Commutated Rectifier Complying with IEC 1000-3-2 Standards*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Charleston, USA, June 1999.
- [6] Leopoldo Rosseto, Giorgio Spiazzi, Paolo Tenti, “*BOOST PFC 100 Hz Switching Frequency Providing Output Voltage Stabilization and Compliance with EMC Standards*”, Industry Applications Society Annual Meeting, St. Louis, 1998, pp. 1567-1573.
- [7] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, “*A Double-Line-Frequency Commutated Rectifier Complying with IEC 1000-3-2 Standards*”, IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, USA, March 1999.
- [8] E. L. M. Mehl, I. Barbi, “*An improved High Power and Low Cost Three-Phase Rectifier*”, IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC’95) Proceedings, pp. 1-7, March 1995.

- [9] G. Spiazzi, J. A. G. Marafão, J. A. Pomilio, “*Improved Three-Phase High-Quality Rectifier with Line-Commutated Switches*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’01), CD-ROM.
- [10] J. A. G. Marafão, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, “*A High-Quality Three-Phase Rectifier Complying with IEC 61000-3-2 Standards*”, Brazilian Power Electronics Conference (COBEP’01), CD-ROM.
- [11] G. Spiazzi, E. S. Martins, J. A. Pomilio, “*A Simple Line-Frequency Commutation Cell Improving Power Factor and Voltage Regulation of Rectifiers with Passive L-C Filter*”, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’01), CD-ROM.
- [12] E. S. Martins, J. A. Pomilio, G. Spiazzi, “*Single-Phase Rectifier with High Power Factor and Low-Frequency Switching*”, Brazilian Power Electronics Conference (COBEP’01), CD-ROM.
- [13] Y. Shimma, K. Iida: “*Inverter applications to air conditioning field*”, Proc. Of International Power Electronic Conference (IPEC’2000), May 2000, pp. 1747-1750.
- [14] E. L. Owen, “*A History of Harmonic in Power Systems*”, IEEE Industry Applications Magazine, vol. 4, nº 1, 1998, pp. 6-12.
- [15] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems (Project IEEE-519), Oct. 1991.
- [16] J. Klein, M. K. Nalbant, “*Power Factor Correction - Incentives. Standards and Techniques*”, PCIM, June 1990, pp. 26-31.
- [17] S. B. Dewan, “*Optimum Input and Output Filters for a Single-Phase Rectifier Power Supply*”, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. IA-17, nº 3, May/June 1981.
- [18] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manlas, “*A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifier*”, IEEE Industrial Electronics Conference (IECON’90), pp. 1041-1050.

- [19] R. Gohr Jr., A. J. Perin, “*Three-Phase Rectifier Filters Analysis*”, Proc. Of Brazilian Power Electronics Conference, COBEP '91, Florianópolis-SC, pp. 281-286.
- [20] Ned Mohan, Tore M. Undeland, Willian P. Robbins, “*Power Electronics: Converters, applications and design*”, Ed. Wiley, 2^o edição, 1995.
- [21] Final Draft prA14, International Electrotechnical Commission: 61000-3-2 - “*Limits for Harmonic Currents Emission (Equipament input current up to and including 16 A per fase)*”, march 2000.
- [22] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, Simone Buso, “*Comparison among High-Frequency and Line-Frequency Commutated Rectifiers Complying with IEC 61000-3-2 Standards*”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'2000), Proceedings pp. 2218-2223.

Apêndice A

Diagrama Elétrico

A figura A.1 mostra o esquema elétrico utilizado para implementação do conversor de potência e a estrutura de controle propostos.

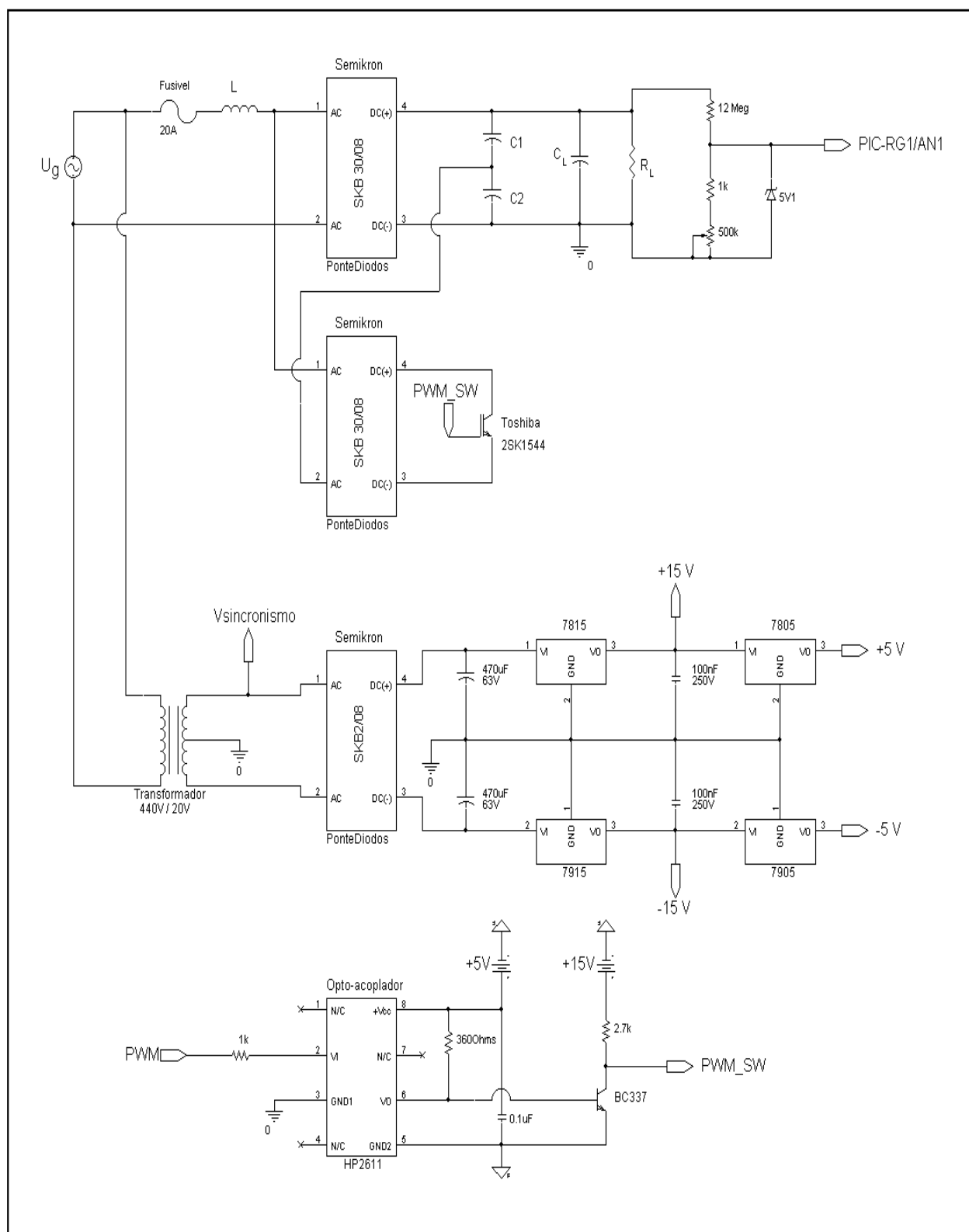
O dispositivo TCA780 foi utilizado para detectar o instante do cruzamento por zero da tensão de entrada. Utilizou-se o sinal gerado pelo componente para sincronizar o sinal PWM produzido pelo microcontrolador PIC 17C756A, com o zero da tensão de entrada.

O pino RG1/AN1 refere-se à entrada do conversor A/D, utilizado para amostrar a tensão de saída do conversor.

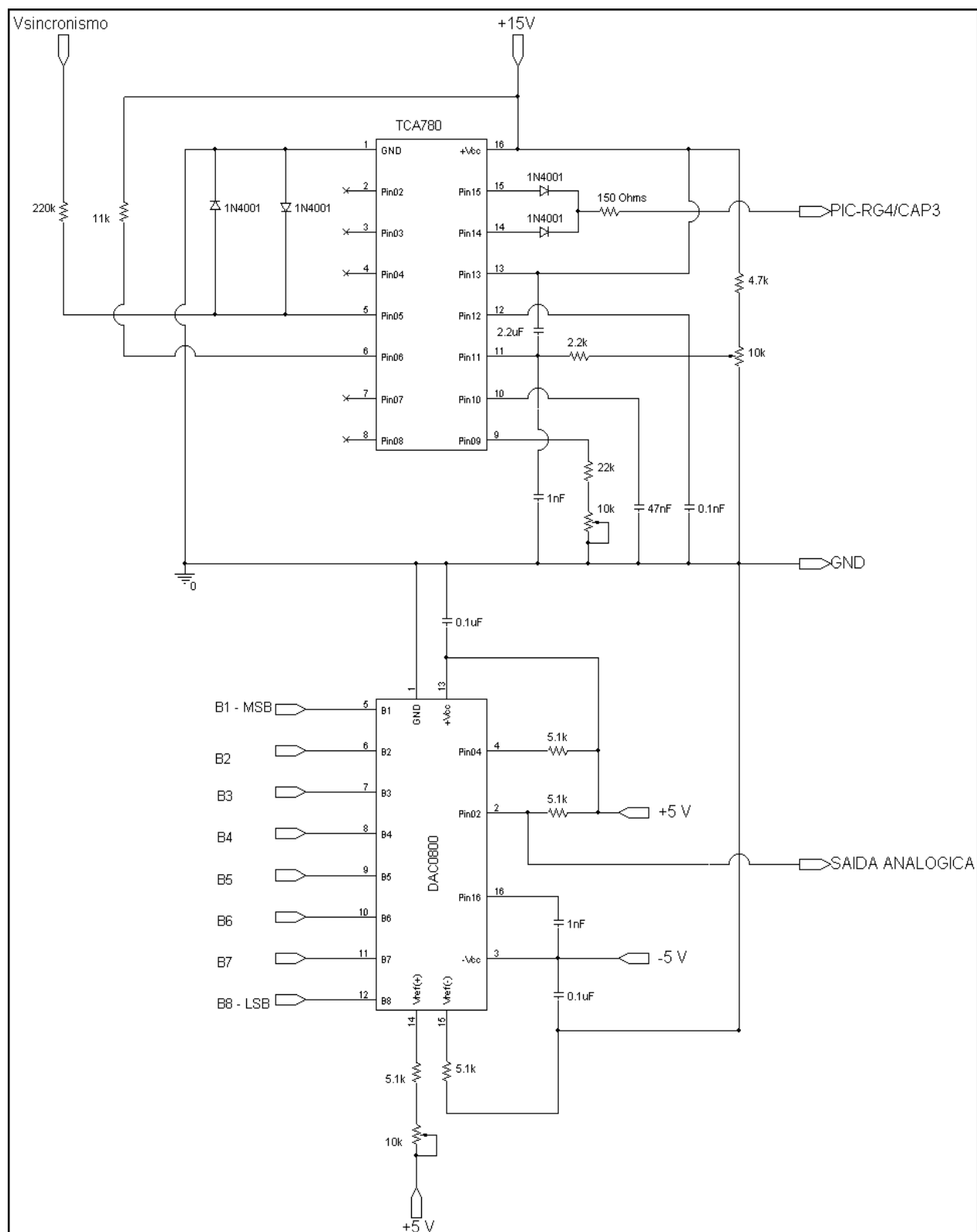
O “jumper” entre os pinos RB2/PWM1 e RB4/TCLK12 foi feito para ajustar, via “software”, o sinal PWM2 para frequências mais baixas (100 Hz/120 Hz). Este sinal foi utilizado para acionamento do interruptor IGBT.

Devido à disposição do interruptor IGBT no circuito, foi necessário isolar o sinal de “gate”. Para isto fez-se uso do opto-acoplador HP2611. Como o sinal de saída é complementar ao sinal de entrada do dispositivo, elaborou-se um “driver” de forma a colocar em fase os sinais PWM e PWM_SW, sendo o último com amplitude de 15 V, necessário para o acionamento do interruptor utilizado no circuito.

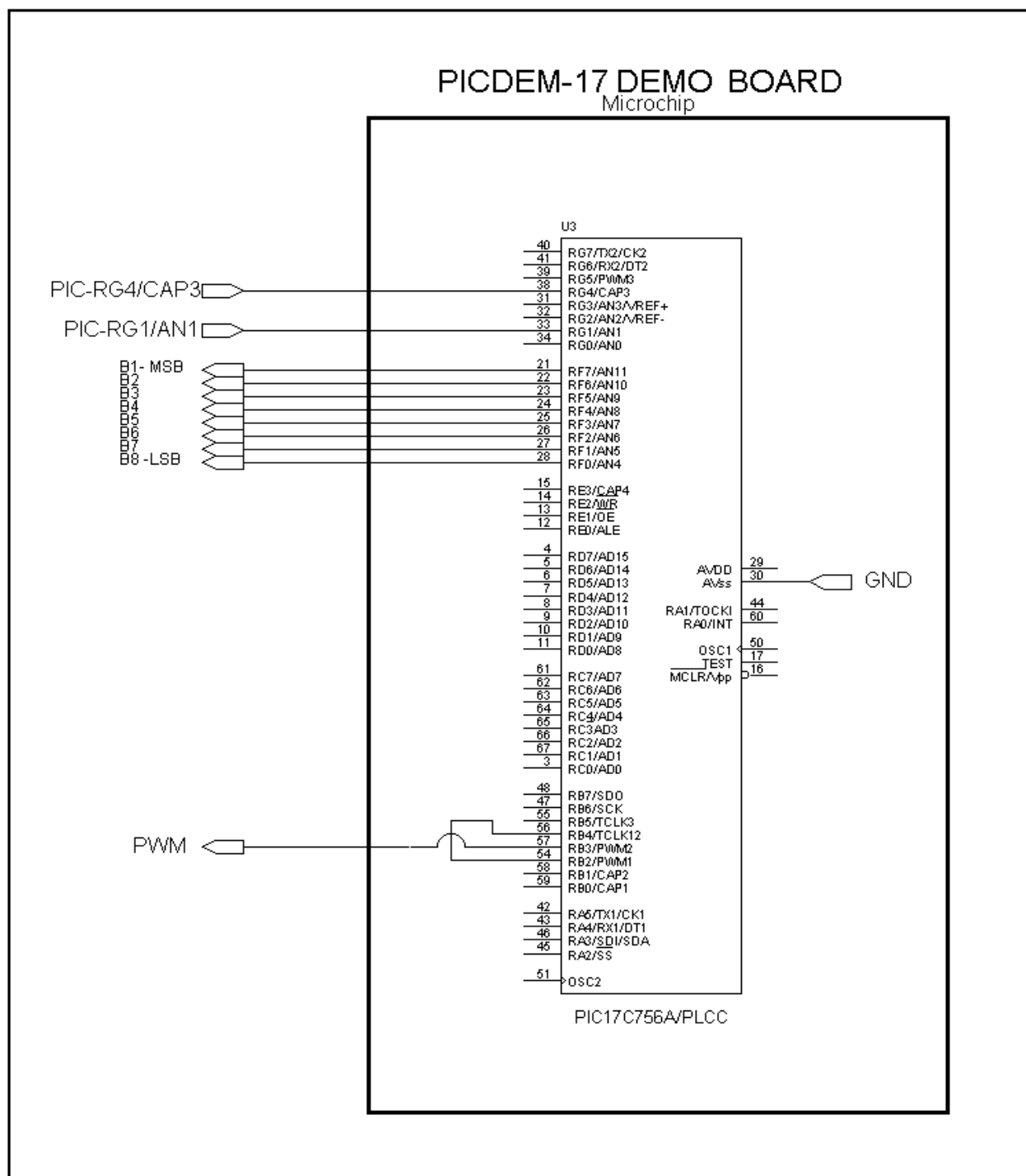
O componente DAC0800 refere-se a um conversor D/A. Com este dispositivo verificou-se o comportamento de alguns sinais discretos, tais como: sinal de controle e tensão de saída amostrada.



(a)



(b)



(c)

Figura A.1: Esquema elétrico utilizado para obtenção de resultados. (a) Circuito de potência; (b) Sincronismo e conversor D/A; (c) Esquemático do microcontrolador PIC.

Apêndice B

Indutores

A figura B.1 mostra os indutores utilizados nos ensaios do protótipo do conversor. Estes indutores foram projetados para operar com uma corrente de $15 A_{eficaz}$, $230 V_{eficaz}$ e 50/60 Hz. O valor da indutância foi obtido através do ajuste do entreferro do núcleo do indutor, o que significa que o volume de um indutor projetado especificamente para a aplicação seria menor que os utilizados.

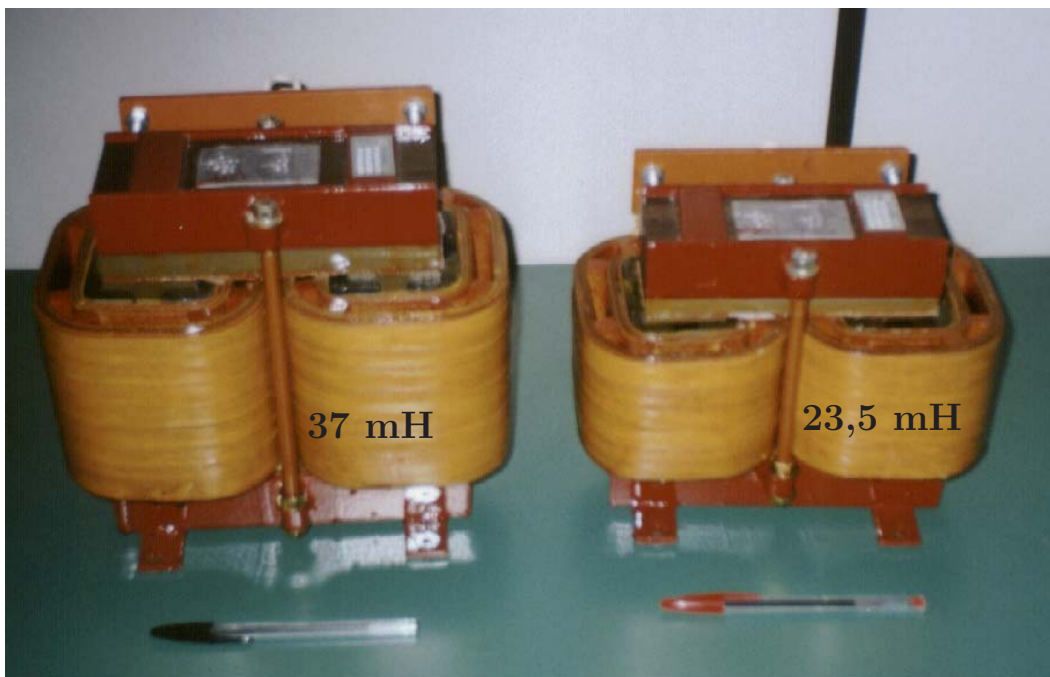


Figura B.1: Indutores utilizados no conversor.

Apêndice C

Fluxograma e Programa

Este apêndice mostra o programa utilizado no microcontrolador **PIC 17C756A** para obtenção dos resultados experimentais.

A figura C.1 apresenta o fluxograma utilizado para desenvolvimento do programa.

O programa inicia-se com a declaração das variáveis e funções e uma subrotina para inicialização das variáveis (**--STARTUP(void)**) no caso do microcontrolador ser reinicializado. A função **InitPorts()**, definida dentro da função **main()**, configura os “flags” dos registradores do sinal PWM e conversor A/D. No caso do PIC 17C756A, utilizou-se os sinais PWM1 e PWM2, sendo o primeiro configurado para operar como “clock” externo do temporizador base do PWM2: “Timer2”. O temporizador do PWM1 é o “clock” interno do PIC (16 MHz). O sinal PWM2 foi utilizado para acionamento do interruptor IGBT. Esta função também configura o pino RG4/CAP3 como entrada do pulso que indica o instante do cruzamento por zero da tensão de entrada (u_i). Para sincronizar o sinal PWM2, fez-se TMR2=0 quando $u_i = 0$. A função **AVG()** é utilizada para amostrar 4 valores da tensão de saída em intervalos de 1 ms e calcular o respectivo valor médio. Com o valor médio de u_o e os ganhos k_p e k_i , calcula-se o sinal de controle v_c gerado pela controlador PI digital. Com o valor v_c , atualiza-se a largura de pulso do sinal PWM2 (função **DC()**). Este valor é limitado entre 255 e 64, correspondendo, respectivamente, a uma largura de pulso de 100 e 25 %. A função **write_PORTF()** escreve, na saída (PORTF), o valor v_c calculado.

C.1 Fluxograma

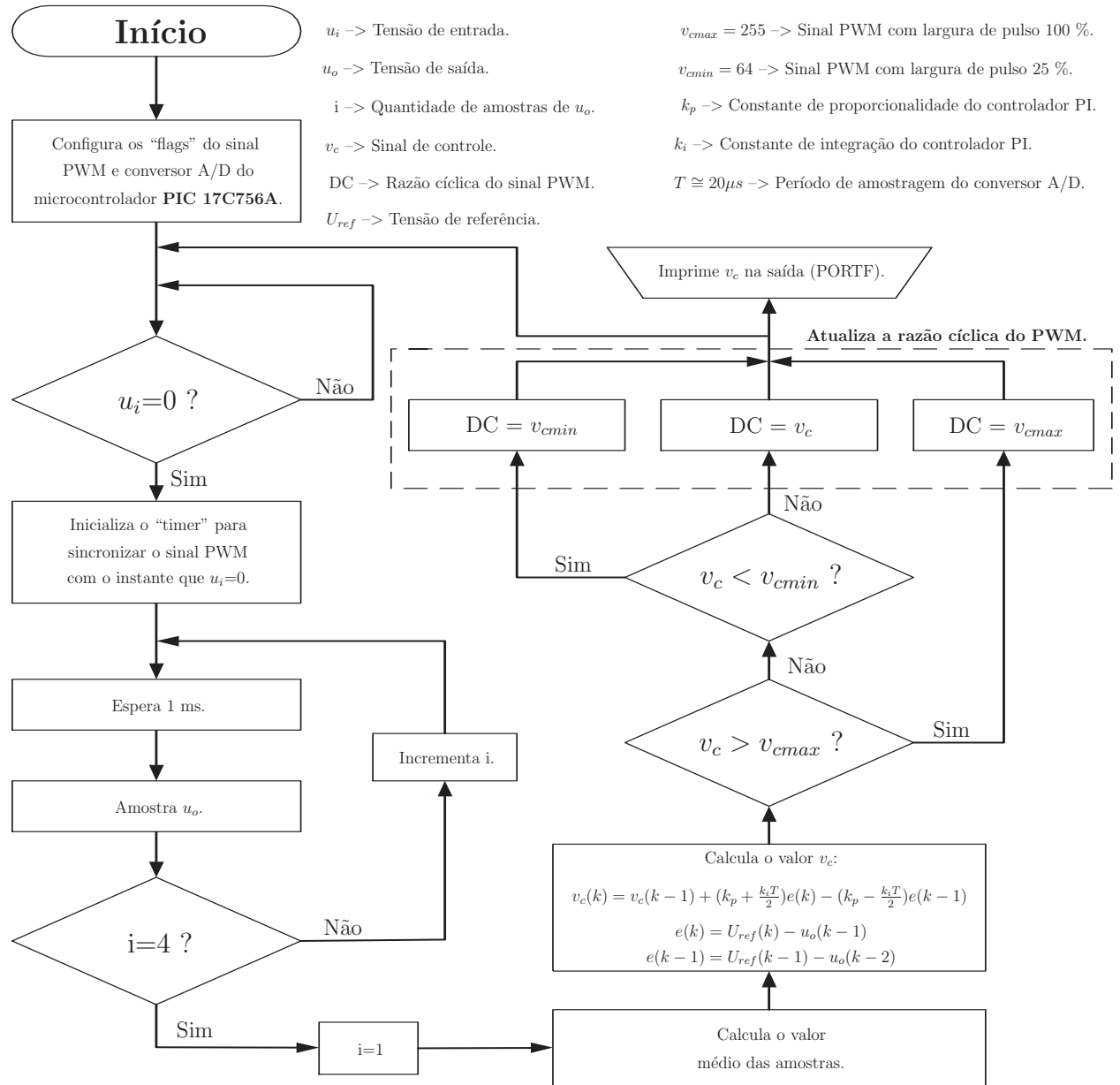


Figura C.1: Fluxograma.

C.2 Programa

```
//  
  
// Close.c  
// Escrito por: Eduardo Martins, LCEE/DSCE/FEEC/UNICAMP  
// Data: janeiro/2002  
// Os seguintes arquivos foram incluídos no projeto:  
// demo756.lkr – Utilizado para configurar as áreas de memória.  
//          p17c756.o  
//          pmc756l.lib  
//          cmath17.lib  
// c0l17dem.asm – É usado para chamar as funções de inicialização.  
// idata17.asm – Rotinas de inicialização.  
// close.c – Programa principal.  
//  
  
#include "p17c756.h"  
#include "stdlib.h"  
#include "timers16.h"  
#include "pwm16.h"  
#include "stddef.h"  
#include "delays.h"  
#include "portb16.h"  
#include "int16.h"  
#include "adc16.h"  
// Variáveis Globais  
  
unsigned int  
vo,           // Sinal de saída amostrado  
i,           // Contador de amostras  
voAVG,       // Valor médio do sinal vo das 4 amostras  
e,           // Erro
```

```
eold,                // Erro no instante k-1
Uref,                // Sinal de referência no instante k
Urefold,             // Sinal de referência no instante k-1
vc,                  // Sinal de controle
vcold,               // Sinal de controle no instante k-1
vold1,               // Tensão de saída no instante k-1
vold2,               // Tensão de saída no instante k-2
j, result, a, b, c, d, m, n, o, p, vmin, vmax;

// Declarações de Funções
// Função Principal
void main(void);

// Inicializa as portas e periféricos
void InitPorts(void);

// Inicializa as variáveis usadas no programa
void InitVars(void);

// Configura o conversor A/D
void ConvAD(void);

// Calcula o valor médio do sinal vo após 4 amostras
void AVG(void);

// Escreve na porta F
void write_PORTF(void);

// Controle PI
void PI(void);

// Configura a razão cíclica do PWM2
void DC(void);

// Esta função é executada antes da função main(). É onde as inicializações podem ser feitas.
void _STARTUP(void);

// Inicialização de variáveis
void _STARTUP(void)
{
    // Condições iniciais do PI
```

```
vold1 = 0;
vold2 = 0;
vcold = 0;
e = 0;
eold = 0;
Uref = 153;          // Sinal de referência: equivale a 3 volts
Urefold = 0;
vc = 0;
vcold = 0;
PORTF = 0;
d = 0;
m = 3;               // Os valores m, n, o e p são os multiplicadores e
n = 3;               // divisores dos coeficientes das variáveis e e eold.
o = 1;
p = 2;
vcmin = 64;          // Duty cycle mínimo -> 25 %
vcmax = 255;         // Duty cycle máximo -> 100 %
}
//-----

void InitPorts(void)
{
// PWM Setup -----
    // Configura Timer1 -> Tempo base do PWM1
    OpenTimer1(TIMER_INT_OFF & T1_SOURCE_INT & T1_T2_8BIT);
    // Configura Timer2 - Tempo base do PWM2 -> Clock externo pino RB4
    OpenTimer2(TIMER_INT_OFF & T2_SOURCE_EXT & T1_T2_8BIT);
    // Configura PWM1 -> Período PR1 (pino RB2/PWM1)
    // Será utilizado como clock externo para o Timer2
    // Frequência do PWM1 para fs = 120 Hz -> 30720 Hz
    // Frequência do PWM1 para fs = 100 Hz -> 25600 Hz
```

```
// PR1 = 128 (para frede = 60 Hz) ou PR1 = 154 (para frede = 50 Hz)
// PR1 = 128 -> fs = 120 Hz.
// PR1 = 154 -> fs = 100 Hz.
OpenPWM1(154);
// Largura de Pulso de 50 %
SetDCPWM1(256);
// Configura PWM2 -> pino RB3/PWM2 -> Sinal utilizado para controle da chave
OpenPWM2(T2_SOURCE, 0xff);
// Desabilita os resistores internos de pull-up
DisablePullups();

// Configuração do Conversor A/D -----
// Entrada do sinal analógico: pino RG1
OpenADC(ADC_INT_OFF & ADC_FOSC_32 & ADC_LEFT_JUST & ADC_VREF_INT
& ADC_ALL_ANALOG, ADC_CH2);
// Configura o pino RG4 como entrada -----
DDRGbits.RG4 = 1;
}
//-----

void ConvAD(void)
{
    // Configura os canais RF<0:7> e RG<0:3> como entradas analógicas
    ADCON1bits.PCFG3 = 0;
    ADCON1bits.PCFG2 = 0;
    ADCON1bits.PCFG1 = 0;
    // Configura o bit GO para iniciar conversão
    ADCON0bits.GO = 1;
    while(BusyADC());           // Espera o fim da conversão
    vo = ADRESH;
    // Configura os canais RF<0:7> e RG<0:3> como I/O digitais
    ADCON1bits.PCFG1 = 1;
```

```
    ADCON1bits.PCFG2 = 1;
    ADCON1bits.PCFG3 = 1;
}
//-----

void AVG(void)
{
    i = 1;
    voAVG = 0;
    while(i <= 4)
    {
        Delay100TCYx(40);           // Atraso de aproximadamente 1ms
        ConvAD();
        result = vo >> 2;
        voAVG += result;
        i += 1;
    }
}
//-----

void PI(void)
{
    // Equação do PI
    //  $vc(k) = vc(k-1) + (kp + \frac{kiT}{2})e(k) - (kp - \frac{kiT}{2})e(k-1)$ 
    //  $e(k) = Uref(k) - vo(k-1)$ 
    //  $e(k-1) = Uref(k-1) - vo(k-2)$ 
    //  $a \gg n$  (divide a por  $2^n$ )
    // T = 20 microseg
    j = 1;
    while(j <= 2)
    {
```

```
if(Uref >= vold1 && Urefold >= vold2)
{
    e = Uref - vold1;           // Erro atual (instante k)
    eold = Urefold - vold2;     // Erro anterior (instante k-1)
    a = m*e >> n;
    b = o*eold >> p;
    if(a >= b)
    {
        c = a - b;
        _asm
            MOVFP vcold,WREG      // vcold -> WREG
            BCF ALUSTA,0          // bit Carry = 0
            ADDWF c,0             // WREG + c -> WREG
            BTFSC ALUSTA,0 // Pula a próxima linha se Carry = 0
            BSF d,0               // d = 1
            MOVWF vc              // WREG -> vc
        _endasm
    }
    else
    {
        c = b - a;
        if(vcold >= c)
        {
            _asm
                MOVFP c,WREG      // c -> WREG
                SUBWF vcold,0      // vcold - c -> WREG
                MOVWF vc          // WREG -> vc
            _endasm
        }
        else
        {
```

```
        vc = vcold;
    }
}
if(Uref > vold1 && Urefold < vold2)
{
    e = Uref - vold1;
    eold = vold2 - Urefold;
    a = m*e >> n;
    b = o*eold >> p;
    c = a + b;
    _asm
        MOVFP vcold,WREG      // vcold -> WREG
        BCF ALUSTA,0          // bit Carry = 0
        ADDWF c,0              // WREG + c -> WREG
        BTFSC ALUSTA,0        // Pula a próxima linha se Carry = 0
        BSF d,0                // d = 1
        MOVWF vc               // WREG -> vc
    _endasm
}
if(Uref < vold1 && Urefold > vold2)
{
    e = vold1 - Uref;
    eold = Urefold - vold2;
    a = m*e >> n;
    b = o*eold >> p;
    c = a + b;
    if(vcold >= c)
    {
        _asm
            MOVFP c,WREG      // c -> WREG
```

```
                SUBWF vcold,0                // vcold - c -> WREG
                MOVWF vc                    // WREG -> vc
            _endasm
        }
    else
    {
        vc = vcold;
    }
}
if(Uref < vold1 && Urefold < vold2)
{
    e = vold1 - Uref;
    eold = vold2 - Urefold;
    a = m*e >> n;
    b = o*eold >> p;
    if(a >=b)
    {
        c = a - b;
        if(vcold >= c)
        {
            _asm
                MOVFP c,WREG                // c -> WREG
                SUBWF vcold,0                // vcold - c -> WREG
                MOVWF vc                    // WREG -> vc
            _endasm
        }
    }
    else
    {
        vc = vcold;
    }
}
```

```
        else
        {
            c = b - a;

            _asm
                MOVFP vcold,WREG          // vcold -> WREG
                BCF ALUSTA,0              // bit Carry = 0
                ADDWF c,0                  // WREG + c -> WREG
                BTFSC ALUSTA,0 // Pula a próxima linha se Carry = 0
                BSF d,0                    // d = 1
                MOVWF vc                    // WREG -> vc
            _endasm
        }
    }
    if(d == 1)
    {
        vc = vcmx;
        vcold = vcmx;
        vold1 = Uref;
        vold2 = Urefold;
        d = 0;
    }
    vold2 = vold1;
    vold1 = voAVG;
    vcold = vc;
    Urefold = Uref;
    j +=1;
}

//
```

```
void DC(void)
```

```
{
    // Determina a razão cíclica do sinal PWM2
    TCON2bits.PWM2ON = 1;           // Habilita o PWM2
    if(vc < 64)
    {
        vc = vmin;
        vcold = vmin;
    }
    PW2DCLbits.DC0 = 1;
    PW2DCLbits.DC1 = 1;
    PW2DCH = vc;
}
//-----

void write_PORTF(void)
{
    DDRF = 0;           // Configura a porta F como saída digital
    PORTF = vc;
}
//-----

void main(void)
{
    InitPorts();
    while(1)
    {
        while(!PORTGbits.RG4);    // Espera pelo cruzamento por zero
        Delay100TCYx(4);          // Compensa o atraso entre os sinais PWM e
                                   // cruzamento por zero da tensão de entrada

        TMR2 = 0;
        AVG();
    }
}
```



```
        PI();  
        DC();  
        write_PORTF();  
    }  
}
```

